

Treball de Fi de Màster

Màster en Enginyeria Industrial

Disseny d'un rectificador actiu per funcionar com a càrrega programable

MEMÒRIA

Autor: Rubén Vidal Santoscana
Director: Daniel Montesinos Miracle
Ponent: Daniel Heredero Peris
Convocatòria: Maig 2018



Escola Tècnica Superior
d'Enginyeria Industrial de Barcelona



Resum

En el present projecte es dissenya el control per un convertidor que permet el funcionament com a rectificador trifàsic de tres fils sense neutre.

Per realitzar aquest disseny s'utilitzen tècniques de transformació matemàtiques àmpliament utilitzades en el món electrotècnic, les transformades de Clarke i Park, per simplificar el posterior procés de càlcul dels paràmetres del controlador. A més, la necessitat de controlar tensió i corrent requereix de l'ús de controladors anidats degudament calibrats.

Aquest document recull el procés de càlcul per trobar els paràmetres que permetin fer funcionar el convertidor de la manera desitjada, mostrant simulacions del comportament del convertidor i, posteriorment, comparar-ho amb els resultats reals en aplicar el controlador dissenyat a un equip real.

En treballar amb llaços anidats és important garantir el seu correcte funcionament per evitar una interacció entre ells. Al treballar amb llaços anidats és necessari aplicar simplificacions a l'hora de dissenyar el sistema de control. Aquestes simplificacions són vàlides, posteriorment, tenint en compte el sistema complet. Per últim, donat que en el present projecte el dispositiu on s'implementa els controladors necessaris estan basats en un DSP (*Digital Signal Processor*), aquelles implicacions degudes al fet inherent de digitalitzar el sistema han de ser considerades.

El resultat finalment obtingut és un rectificador actiu programable que permet modificar els seus paràmetres de funcionament de manera senzilla per tal que funcioni de la manera desitjada.

Sumari

RESUM	3
SUMARI	5
1. INTRODUCCIÓ	7
1.1. Objectius del projecte	7
1.2. Abast del projecte	7
1.3. Estat de l'art	7
2. DISSENY DEL CONVERTIDOR	11
2.1. Principi de funcionament	11
2.2. Modelització de la xarxa i la font de tensió controlada	12
2.3. Transformades de Clarke i Park	13
2.3.1. Transformada de Clarke	14
2.3.2. Transformada de Park	17
2.4. PLL (<i>Phase Locked Loop</i>)	18
2.4.1. Funcionament de la PLL	18
2.4.2. Sintonització de la PLL	20
2.5. Llaç de corrent	21
2.5.1. Sintonització del controlador PI del llaç de corrent	22
2.5.2. Desacoblament	24
2.6. Llaç de tensió	26
2.6.1. Sintonització del llaç de tensió	27
2.7. Discretització del sistema	28
2.7.1. Transformació z	28
2.8. Simulacions	29
2.8.1. Simulació de la PLL	29
2.8.2. Simulació del llaç de corrent	33
2.8.3. Simulació del llaç de tensió	37
2.9. Anàlisi del control en cascada	40
3. APLICACIÓ A UN SISTEMA REAL	44
3.1. Descripció del sistema real	44
3.2. Proves en buit	50
3.3. Proves amb càrrega	52
4. PRESSUPOST	60
CONCLUSIONS	63

BIBLIOGRAFIA	64
Referències bibliogràfiques.....	64
ANNEX I	66
Sintonització de la PLL.....	66
ANNEX II	72
Transformades de Clarke i Park	72
ANNEX III	79
Sintonització del llaç de tensió	79

1. Introducció

1.1. Objectius del projecte

L'objectiu del projecte és realitzar el disseny de control d'un rectificador actiu de tres fils per funcionar com a càrrega programable en corrent continu (DC).

El motiu de dissenyar un rectificador actiu és que els rectificadors passius només funcionen sota unes condicions de contorn fixes segons s'hagi establert en el seu disseny i no es poden modificar. Tenen l'avantatge d'utilitzar elements no controlats i per tant són més eficients energèticament, però no tenen flexibilitat per adaptar-se a diferents condicions de treball.

Els rectificadors actius, en canvi, adapten les condicions de funcionament en funció de les condicions externes per tal d'assolir una consigna, ja sigui aquesta fixa o variable. Per aconseguir-ho s'utilitzen interruptors controlats que permeten adaptar les condicions de sortida però, en canvi, són rectificadors més complexes perquè requereixen d'un sistema de control i en utilitzar interruptors controlats tenen més pèrdues energètiques degut al procés de control i commutació.

1.2. Abast del projecte

El projecte recull el procediment a seguir per dissenyar el control d'un rectificador actiu per funcionar com a càrrega programable DC. Seguidament, es procedeix a verificar els criteris de disseny mitjançant simulacions per, finalment, implantar el model descrit en un sistema real existent i verificar-ne el correcte funcionament.

1.3. Estat de l'art

Un rectificador és un convertidor que permet passar d'una tensió trifàsica alterna a una tensió continua. El tipus de convertidor emprat en aquest projecte és bidireccional en corrent, de manera que treballa en 2 quadrants, tal com es mostra a la Fig. 1.1. Això permet que el rectificador pugui treballar amb elements com càrregues o generadors indistintament.

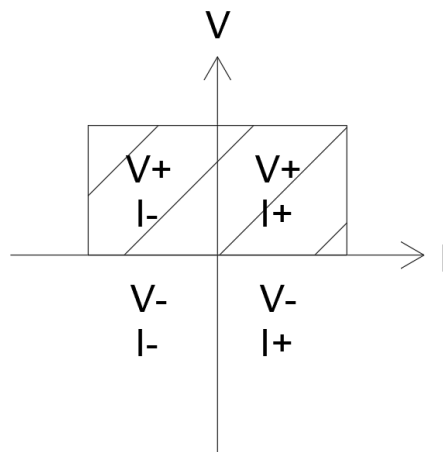


Fig. 1.1 Signe de tensió i corrent als diferents quadrants

Per poder treballar en 2 quadrants es requereix l'ús d'interruptors totalment controlats, com ara transistors IGBTs [1], que poden ser activats i desactivats en funció d'un senyal d'encesa que s'activa mitjançant l'aplicació d'una tensió sobre la porta. L'ús d'aquest tipus d'interruptors requereix per tant d'un controlador que determini el moment d'encesa correcte en cada moment, en base a l'acció de control desitjada.

L'esquema tipus del convertidor objecte d'aquest projecte és el de la Fig. 1.2 on es pot apreciar l'existència d'una impedància entre el convertidor i la xarxa, així com l'existència d'un condensador en el costat de corrent continu. Donat que la xarxa es considera una font de tensió, per poder connectar el convertidor es requereix que aquest sigui una font de corrent per aquest motiu es connecta una inductància al costat altern. Per altra banda, en connectar un condensador al bus de corrent continu es pot tractar com una font de tensió [2].

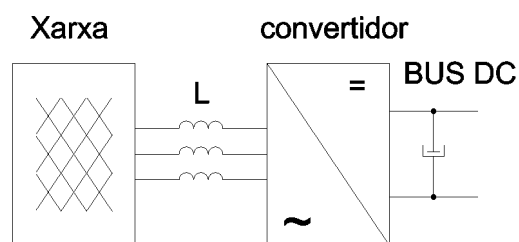


Fig. 1.2 Esquema general

Donat que, al costat altern del convertidor que farà de rectificador continu, es té una font de corrent, és recomanable disposar d'un llaç de corrent que permeti controlar el corrent que hi

passa. Per altra banda, al costat de corrent continu es vol obtenir una font de tensió de corrent continu on el seu valor de tensió constant sigui controlable. De manera que, controlar el corrent que hi circula mitjançant el llaç de corrent no és suficient per garantir una tensió de bus constant. És aleshores quan apareix la necessitat d'un controlador exterior que mitjançant un llaç de control de tensió garanteixi que es compleix la consigna de tensió desitjada per al bus DC.

Donat que el convertidor treballa amb dos sistemes diferents, una font de tensió en una banda i una font de corrent en l'altra, es necessiten dos controladors per poder controlar un costat amb cada un, però aquests no poden ser controladors independents, si no que han d'estar anidats per treballar conjuntament. Mitjançant dos llaços de control que treballen anidats [3], on un controlador determina la consigna de l'altra, es passa d'un controlador passiu on només es controla una consigna fixa, a un controlador actiu, on una o més consignes són variables en funció de les necessitats del sistema i sense la interacció de l'usuari. Al controlador que rep la consigna fixa desitjada i del qual surt la consigna per al següent controlador se'n diu el controlador o llaç mestre, mentre que al controlador que rep la consigna variable obtinguda en el primer se li diu el controlador o llaç esclau.

Per realitzar el disseny dels controladors, es vol fer servir controladors convencionals de tipus PI per la seva simplicitat. No obstant, aquest tipus de controlador no és adequat per treballar amb els senyals sinusoidals dels sistemes elèctrics alterns. Els controladors PI tenen error estacionari nul per a entrades de tipus continu, de manera que es fa servir les transformades de Clark i Park [4]. Aquestes transformades permeten passar d'un sistema trifàsic altern a un sistema bifàsic continu, simplificant la complexitat del controlador necessari, permetent, ara sí, que un controlador PI es pugui considerar suficient per realitzar un bon seguiment de referències de caràcter constant obtenint un sistema amb error estacionari nul [5].

Tanmateix, donat que es passa a un sistema continu, per obtenir les diferents variables de la transformada de Park s'utilitza un llaç de seguiment de fase (PLL per les sigles en anglès). La PLL permet obtenir els valors de fase i freqüència de la xarxa així com els valors $dq0$ de la transformada de Park. La correcta sintonització de la PLL és important per poder realitzar el seguiment de la freqüència d'entrada a l'hora que permet rebutjar altres freqüències no desitjades [6] [7].

En unificar tots aquests conceptes mencionats, es pot arribar al desenvolupament dels convertidors de front actiu (AFE per les sigles en anglès *Active Front End*), que utilitzen aquestes eines per aconseguir convertidors que, de cara a la xarxa, només produeixen consum o entrega de potència activa, reduint a zero el valor de la potència reactiva, és a dir, factor de potencia $FP=1$.

En aquest projecte es pretén adaptar un convertidor de front actiu per funcionar com a càrrega

programable DC per un banc de proves de sistemes de generació elèctrica orientat a fonts d'energies renovables, com ara panells fotovoltaics o generadors eòlics.

2. Disseny del convertidor

En aquest apartat es procedeix al disseny del sistema de control del rectificador actiu indicant el procediment a seguir.

2.1. Principi de funcionament

Abans de començar el disseny s'ha de determinar les condicions de funcionament. El primer a realitzar a partir de l'esquema general del convertidor de la Fig. 1.2 és establir el sentit dels corrents tant a la part de corrent altern com a la part del bus DC. Això és important de cara a establir el criteri de signes que, posteriorment, s'utilitzarà durant tot el disseny.

Tots dos costats poden tenir criteris de signes diferents, tot i així, el criteri establert en aquest cas és el d'utilitzar en tots dos costats el mateix sentit de corrent. Per al costat AC el sentit es considera positiu quan surti de l'inversor en direcció a la xarxa. En el costat DC el corrent es considera positiu quan va del bus DC cap al convertidor. En termes generals, aquests sentits representen que en el cas en que la energia circula de la càrrega cap a la xarxa es considera positiu, i quan l'energia circula de la xarxa cap a la càrrega es considera negatiu. Per tant, el sentit dels corrents queda com mostra la Fig. 2.1.

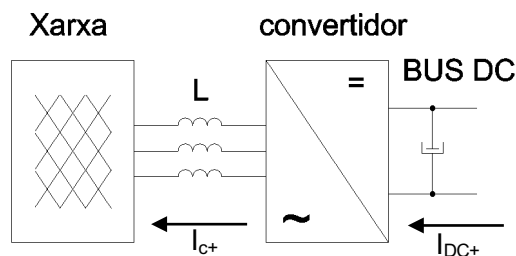


Fig. 2.1 Esquema general amb sentits de corrent considerats positius

Per realitzar el control del sistema és necessari disposar de dades sobre tots dos costats del convertidor, el costat de corrent altern i el costat del bus DC. Aquestes dades es prenen amb elements de mesura que aporten informació sobre l'estat dels paràmetres necessaris. La Fig. 2.2 mostra les diferents mesures a realitzar. Al costat de corrent altern es pren la tensió de xarxa V_x i el corrent de sortida I_c , dades necessàries per al llaç de corrent i la PLL. Pel costat DC només es prendrà mesura de la tensió V_{dc} , necessària per al llaç de tensió.

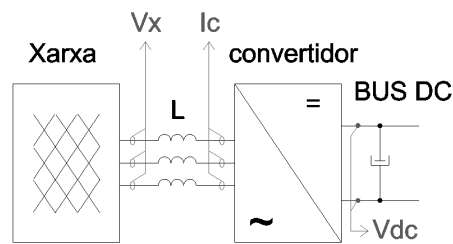


Fig. 2.2 Punts de mesura del sistema

Les dades obtingudes a partir de les diferents mesures s'introdueixen al sistema per tal de donar informació als diferents controladors de manera que el principi de funcionament del convertidor és el que mostra la Fig. 2.3.

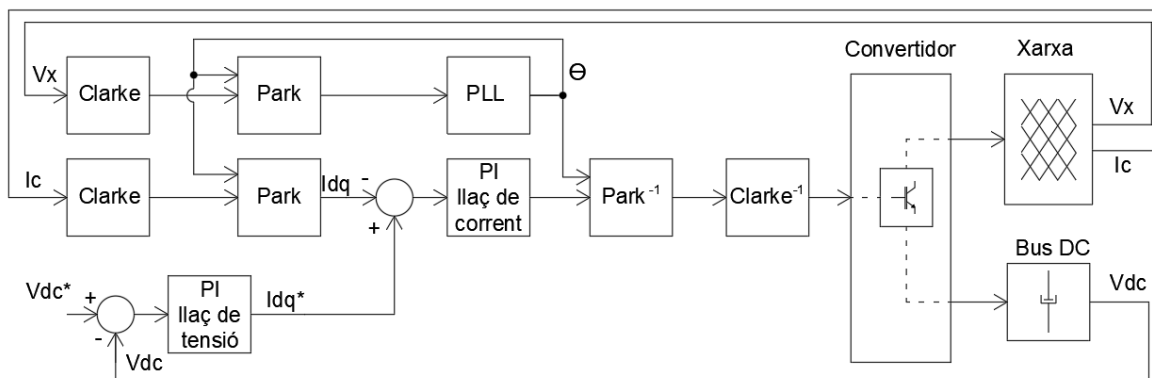


Fig. 2.3 Esquema de principi de funcionament del controlador

2.2. Modelització de la xarxa i la font de tensió controlada

Per tal de poder realitzar les simulacions, donat que el projecte es centra en el sistema de control, tant la xarxa com la font controlada, que simplifica al funcionament real del convertidor, es modelitzen mitjançant blocs predeterminats de Simulink®. D'aquesta manera es treballa amb un model amigitanat que resulta molt útil per realitzar simulacions en proporcionar el valor mig de cada període de commutació.

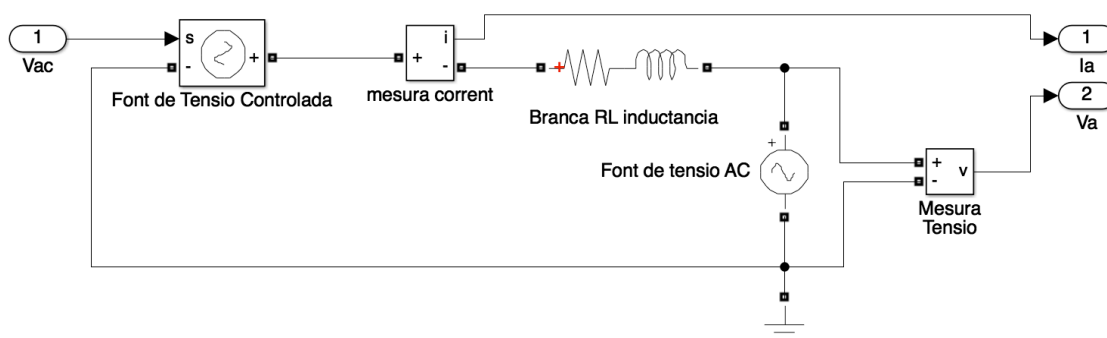


Fig. 2.4 Modelat de la font de tensió controlada i la xarxa. Fase A.

El model mostrat a la *Fig. 2.4* representa el modelat de la fase A i és idèntic per a les fases B i C. En aquest model es pot observar la lectura del corrent de fase Ia i la tensió de fase Va. També s'observa l'entrada Vac que ve donada pel controlador dissenyat i és el senyal que controla la font de tensió controlada. El mateix es pot trobar a les altres dues fases, de manera que s'obté la relació d'entrades i sortides al model de la xarxa i la font de tensió controlada recollida en la Taula 2.1.

	Senyals de control	Mesures
Fase A	Vac	Ia Van
Fase B	Vbc	Ib Vbn
Fase C	Vcc	Ic Vcn

Taula 2.1 Entrades i sortides al model de la xarxa i la font de tensió controlada.

Durant el disseny del controlador, les mesures són les entrades al sistema i els senyals de control són les sortides del controlador.

2.3. Transformades de Clarke i Park

Les mesures realitzades a la xarxa s'introdueixen al controlador com un senyal de tres fases sinusoïdal, però el controlador a dissenyar requereix d'un senyal bifàsic continu per poder fer ús dels controladors convencionals del tipus PI, de manera que s'utilitzen les transformades de Clarke i Park tal com s'ha presentat al capítol 1.3. En el present capítol s'aprofundeix en el funcionament d'aquestes transformades.

2.3.1. Transformada de Clarke

Els sistemes trifàsics es poden referenciar respecte d'un punt 0 fix o respecte d'un punt n flotant. Quan es treballa amb un sistema referenciat a un punt 0 fix el sistema té tres graus de llibertat de manera que cada tensió pot tenir un valor independent. Quan el sistema, en canvi, es troba referenciat a un punt n flotant, els graus de llibertat del sistema es redueix a dos, de manera que, coneixent el valor de dues tensions, la tercera tensió només pot tenir un valor concret que no alteri el valor de les primeres.

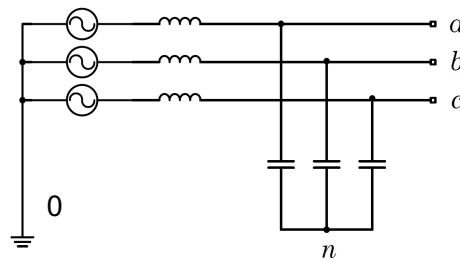


Fig. 2.5 Esquema conceptual d'un sistema de generació trifàsic

En sistema trifàsic, per tant, es poden representar les tensions respecte a un punt 0 dins d'un espai de tensions tridimensional. Quan es tracta d'un sistema trifàsic equilibrat de tres fils no té contingut homopolar, de manera que es pot representar les tensions respecte aquest punt 0 com la seva projecció en el pla $(1,1,1)$ tal com es mostra a la Fig. 2.6 generant un espai de tensions bidimensional amb tensions referenciades a un punt n flotant. D'aquesta manera és habitual que els sistemes trifàsics siguin representats com la Fig. 2.6.b. Per separar la informació continguda en el pla $(1,1,1)$ de la continguda en l'eix homopolar s'utilitza la transformada de Clarke.

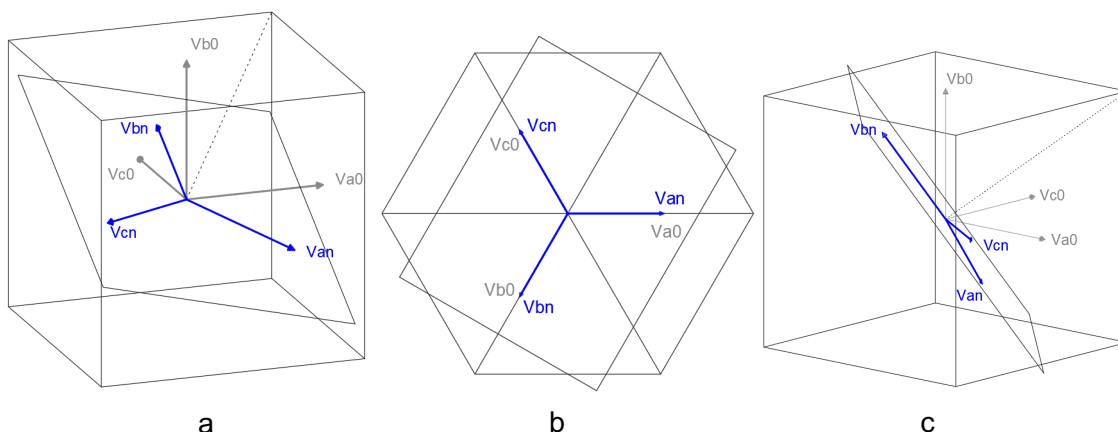


Fig. 2.6 Espai de tensions d'un sistema trifàsic bidimensional

Mitjançant la transformada ortonormal de Clarke es permet mantenir invariant la potència. Considerant l'eix de referència abc , realitzant dos girs del sistema es genera un nou sistema de referència $\alpha\beta\gamma$ on α i β són perpendiculars entre si i la component γ queda perpendicular al nou pla, de manera que el seu valor passa a ser nul. El resultat de l'aplicació d'aquest canvi de referència es realitza matemàticament multiplicant el sistema en referència abc per l' (Eq. 2.1)

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ \gamma \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 2.1})$$

La representació gràfica dels dos girs realitzats es mostra a la Fig. 2.7, on es pot visualitzar que el eixos a i b queden finalment representats sobre el pla $(1,1,1)$ de manera perpendicular entre si mateixos, i l'eix c queda perpendicular al pla.

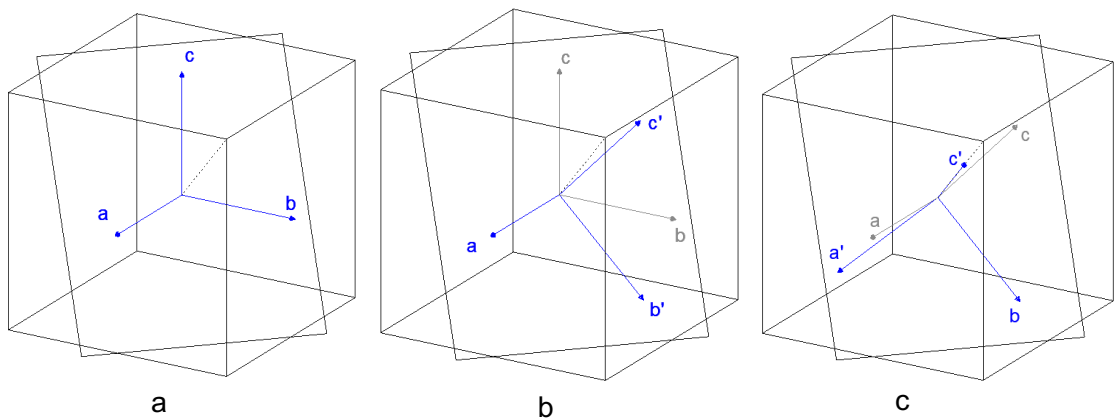


Fig. 2.7 Transformada de Clarke en l'espai de tensions

Finalment, el resultat d'aplicar la transformada de Clarke sobre un sistema trifàsic és el mostrat en la Fig. 2.8 on es pot apreciar l'obtenció d'un sistema bifàsic desacoblat en referència $\alpha\beta$.

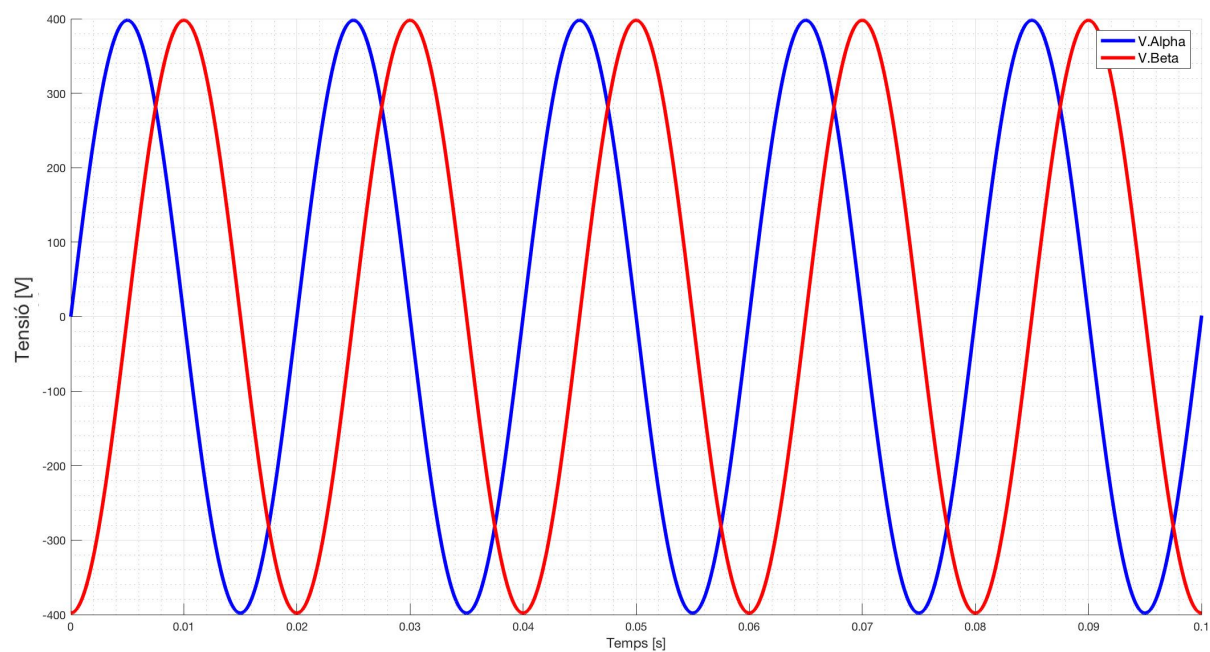


Fig. 2.8 Sortida de la transformada de Clarke.

2.3.2. Transformada de Park

La transformada de Park permet passar del sistema bifàsic altern obtingut amb la transformada de Clarke en referència $\alpha\beta\gamma$ a un nou sistema giratori en referència $dq0$. En aquest nou sistema, d representa la component directa, q representa la component en quadratura i 0 representa la component homopolar.

La Fig. 2.9 mostra gràficament la transformada de Park, on es descomponen les components $\alpha\beta\gamma$ sobre el sistema giratori $dq0$ donant lloc a una nova tensió espacial [9]. A la vegada, s'obté l'angle θ que és la representació de la freqüència de fase pel temps (ωt) i se sap que prendrà valors entre 0 i 2π . L'objectiu es fer girar el nou sistema a $\theta = \omega t$ per tal que es puguin obtenir dues tensions de valor continu. Ara bé, s'ha d'establir un criteri de sintonització per tal de posicionar els eixos segons les necessitats de cada cas. Per exemple, en cas de voler controlar un motor se sincronitzarà el vector de tensió amb la q , mentre que en el cas de convertidors connectats a la xarxa es sincronitzarà el vector de tensió amb la d .

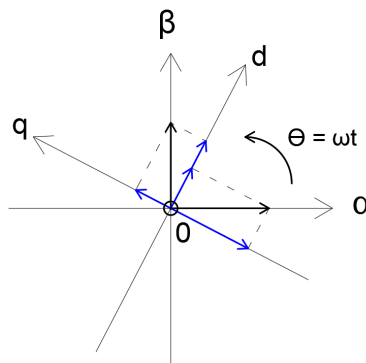


Fig. 2.9 Transformada de Park

La matriu que permet matemàticament la transformació de Park és

$$\begin{bmatrix} 0 \\ d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ 0 & -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ \gamma \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 2.2})$$

El resultat d'aquesta transformació són dos valors constants de tensió en referència dq tal com es mostra a la Fig. 2.10.



Fig. 2.10 Sortida de la transformada de Park.

2.4. PLL (*Phase Locked Loop*)

Una vegada transformades les tensions en referència $dq0$ s'introdueix la PLL al disseny per obtenir la informació del sistema de tensions que s'ha perdut amb les transformades de Clarke i Park, referents a la freqüència i l'angle de fase.

El laç de seguiment de fase (PLL per les sigles en anglès) permet obtenir l'angle de fase de la referència donada i la seva freqüència. A partir de l'angle θ es sincronitza la transformada de Park.

Donat que la PLL també obté el valor de la freqüència del sistema, permet treballar al controlador tant a xarxes de 50 Hz com de 60 Hz, ja que gràcies a aquest seguiment de la freqüència el sistema s'adapta per treballar segons les condicions de la xarxa.

2.4.1. Funcionament de la PLL

Existeixen diferents tipus de PLL que tenen aplicació en diferents àmbits [11][12][13]. En el cas d'aquest projecte, la PLL treballa a partir de la informació continguda en les tensions de manera que realitzant la transformada de Park de les tensions i introduint o bé la tensió directa o la tensió en quadratura se sincronitza el sistema. L'angle θ obtingut permet sincronitzar el sistema giratori de Park per obtenir els valors continus $dq0$.

Per obtenir un convertidor de front actiu, on la potència reactiva sigui zero, és necessari que el valor del corrent en quadratura sigui zero. Això és possible si el sistema es sincronitza amb la tensió directa, de manera que s'introdueix a la PLL la tensió en quadratura V_q amb un valor de consigna 0.

Donat que es parteix de la hipòtesi que l'entrada serà un valor continu, s'utilitza un controlador PI per obtenir els valors de sortida, la freqüència de la xarxa i l'angle θ . La Taula 2.2 mostra els valors d'entrada i sortida de la PLL

Entrades a la PLL	Sortides de la PLL
V_q	Freqüència f_{PLL}
	Angle θ ($\theta = \omega t$)

Taula 2.2 Paràmetres d'entrada i sortida de la PLL

La Fig. 2.11 mostra l'esquema intern de la PLL adoptat, basat en [8], on es pot apreciar l'entrada V_q referenciada a 0 V. L'error obtingut passa pel controlador PI de la PLL i a la sortida s'afegeix una aproximació de la freqüència a 49 Hz a fi únicament de millorar la resposta durant l'engegada. Integrant la sortida s'obté l'angle θ i dividint per passar de rad a Hz s'obté la freqüència de la xarxa segons la PLL.

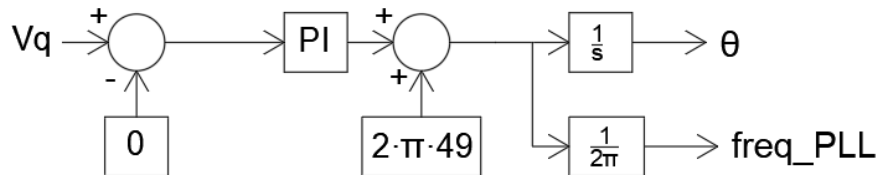


Fig. 2.11 Esquema intern de la PLL

La Fig. 2.12 mostra l'esquema de la PLL una vegada integrada en el sistema. La sortida de l'angle θ s'utilitza per sincronitzar tant la transformada de Park com la seva antitransformada que permet tornar d'un sistema bifàsic continu a un sistema trifàsic.

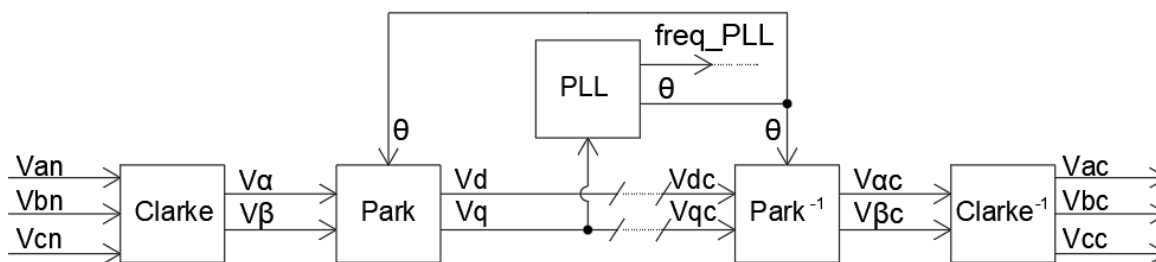


Fig. 2.12 Esquema de la PLL integrada al sistema

2.4.2. Sintonització de la PLL

Donat que la PLL conté un controlador PI, aquest s'ha de sintonitzar correctament per tal que aquesta funcioni segons es desitgi. Per tal de sintonitzar els paràmetres K_p (proporcional) i K_i (integral) d'aquest controlador es segueix el mètode Wiener [8]. D'aquesta manera, a partir dels càlculs realitzats a l'ANNEX I s'obté:

$$K_p = \frac{2 \cdot \xi \cdot \omega_n}{E_m} \quad (\text{Eq. 2.3})$$

$$K_i = \frac{K_p}{\tau} \quad (\text{Eq. 2.4})$$

On K_p és la constant proporcional del controlador, K_i és la constant integral, ξ és el factor d'esmoreïment, ω_n és la freqüència natural del sistema, E_m és la tensió de pic de la xarxa i τ és el guany del convertidor donat per l'expressió

$$\tau = \frac{K_p \cdot E_m}{\omega_n^2} \quad (\text{Eq. 2.5})$$

2.5. Llaç de corrent

El llaç de corrent és el llaç que permet controlar el corrent que el convertidor ha d'entregar o rebre de la xarxa a partir d'una consigna de corrent que vindrà donada pel llaç de tensió del bus DC (veure apartat 2.6).

La Fig. 2.13 mostra l'esquema del llaç de corrent, on es pot veure que s'utilitzen dos controladors PI. Per poder fer la realimentació del llaç tancat s'utilitzen les transformades de Clarke i Park del corrent per obtenir els valors I_d i I_q . Cada component del corrent es controla amb un controlador diferent, de manera que el corrent I_d es controla amb el controlador PI_d i el corrent I_q es controla amb el controlador PI_q . Tots dos controladors estan sintonitzats amb els mateixos valors K_p i K_i per tal que ambdós corrents tinguin la mateixa resposta. El controlador PI_d rep com a consigna el corrent I_d^* que ve determinat per la sortida del llaç de tensió, mentre el controlador PI_q rep la com a consigna el corrent I_q^* que té valor 0 donat que es vol que el corrent en quadratura sempre sigui zero, és a dir, nul intercanvi de potencia reactiva.

A les sortides dels controladors de corrent s'obtenen les tensions V_{dc} i V_{qc} , corresponents a les tensions directa i quadratura del controlador. Aquestes tensions passen per les antitransformades de Park i Clarke per tornar a passar de la referència $dq0$ a la referència trifàsica alterna abc . Aquestes últimes tensions antitransformades són les desitjades a sintetitzar en el costat de corrent altern per part del convertidor.

En cas d'aplicar l'esquema tal com es mostra a la Fig. 2.13 els controladors han de treballar sobre el valor absolut de la tensió de sortida. Per tal d'evitar-ho i facilitar que els controladors només treballin sobre el valor de l'error entre l'entrada i la consigna, la tensió de xarxa passa a considerar-se una pertorbació. Ara, realitzant una realimentació *feedforward* de les tensions V_d i V_q de la xarxa es pot eliminar aquesta pertorbació del controlador. D'aquesta manera, el valor de sortida dels controladors del llaç de corrent queda reduït al mínim per aconseguir el corrent necessari independentment del nivell de tensió de la xarxa.

En posar en sèrie el controlador amb la impedància, és a dir, en fer el llaç obert, equival a un producte de les dues expressions

$$H(s) = P(s) \cdot PI(s) = \frac{K_p s + K_i}{L s^2 + K_p s + R s + K_i} \quad (\text{Eq. 2.8})$$

Fent el llaç tancat de la planta i arreglant l'expressió s'obté

$$G(s) = \frac{\frac{K_p}{L} s}{s^2 + \left(\frac{K_p}{L} + \frac{R}{L}\right) s + \frac{K_i}{L}} + \frac{\frac{K_i}{L}}{s^2 + \left(\frac{K_p}{L} + \frac{R}{L}\right) s + \frac{K_i}{L}} \quad (\text{Eq. 2.9})$$

Es pot comprovar que el resultat coincideix amb l'expressió general d'un sistema de segon ordre. A partir d'aquesta expressió es sintonitza el controlador del llaç de corrent. Encara que hi apareix un zero en el sistema es menysprea el seu efecte a l'hora de realitzar la sintonització. Això implica que la resposta obtinguda no és exactament la desitjada i s'ha d'analitzar si la resposta final és satisfactòria o no.

Suposant nul l'efecte del zero i a partir de l'expressió

$$\frac{\frac{K_i}{L}}{s^2 + \left(\frac{K_p}{L} + \frac{R}{L}\right) s + \frac{K_i}{L}}, \quad (\text{Eq. 2.10})$$

considerant que la freqüència natural del sistema és

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_i}{L}} \quad (\text{Eq. 2.11})$$

i que l'esmoreïment ve donat per l'expressió

$$2 \cdot \xi \cdot \omega_n = \frac{K_p}{L} + \frac{R}{L} \quad (\text{Eq. 2.12})$$

i, també considerant que el sobrepuig d'un sistema de segon ordre ve donat per l'expressió

$$SP = e^{-\frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \pi}, \quad (\text{Eq. 2.13})$$

i que el temps d'assentament ($\pm 2\%$) ve donat per l'expressió

$$ts = \frac{4}{\xi \cdot \omega_n} \quad (\text{Eq. 2.14})$$

Per calcular els diferents paràmetres del controlador, primerament es fixa el valor de sobrepuig màxim SP desitjat, i el temps d'establiment del senyal ts al $\pm 2\%$. Començant pel sobrepuig, de la (Eq. 2.14 es pot aïllar el valor d'esmoreïment

$$\xi = \frac{\ln(SP)}{\sqrt{\pi^2 + \ln(SP)^2}} \quad (Eq. 2.15)$$

Combinant les expressions donades a la (Eq. 2.14 i a la (Eq. 2.15 s'obté que el temps d'assentament també es pot expressar com

$$ts = \frac{8}{\frac{K_p}{L} + \frac{R}{L}} \quad (Eq. 2.16)$$

D'on s'obté que el paràmetre K_p del controlador ve donat per l'expressió

$$K_p = \frac{\left(\frac{8}{ts} - \frac{R}{L}\right)}{L} \quad (Eq. 2.17)$$

El paràmetre K_i ve donat per la combinació de les equacions (Eq. 2.12, (Eq. 2.15 i (Eq. 2.17, on tots els valors són ara coneguts, s'obté

$$K_i = \frac{1}{4} \cdot \frac{(K_p + R)^2}{L \cdot \xi^2} \quad (Eq. 2.18)$$

La sortida obtinguda al llaç de corrent s'introdueix a les antitransformades de Park i Clarke per tornar a un sistema trifàsic altern amb el que es controla la font de tensió controlada. No obstant, donada la naturalesa del sistema, en realitzar les antitransformades de Park i Clarke el resultat no s'aconsegueix retornar al sistema original tal com era abans de les transformades. Tal com queda demostrat a l'ANNEX II, en realitzar el control en dq es penalitza amb un acoblament que es trasllada a referència natural al antitransformar. El que s'obté, per tant, és un sistema acoblat amb una pertorbació de tipus sinusoïdal que s'ha de corregir per a un correcte funcionament del controlador.

2.5.2. Desacoblament

L'acoblament del sistema ve donat pel fet d'utilitzar les transformades de Clarke i Park. Encara que es realitzi l'antitransformada de les dues transformacions, durant el procés apareix una pertorbació, a la que en aquest cas se li diu acoblament.

Tal com es demostra a l'ANNEX II la pertorbació que apareix és

$$\mathbf{P} \frac{d}{dt} \mathbf{P}^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega L \\ 0 & \omega L & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 2.19})$$

On \mathbf{P} és el resultat d'aplicar Clarke i Park, \mathbf{P}^{-1} és la seva inversa, L és la inductància entre la xarxa i el controlador i $\omega = 2\pi f$ on f és la freqüència de la xarxa obtinguda a la PLL.

De fet, si es compara el resultat de la operació amb el principi de modelat intern de la teoria de control [15] es pot comprovar que la pertorbació obtinguda correspon clarament a una pertorbació de tipus sinusoidal. Això es deu a que el senyal d'entrada correspon a un sistema elèctric altern, que és un senyal sinusoidal per naturalesa. La manera de contrarestar aquesta pertorbació és afegir el valor obtingut mitjançant un observador a la sortida del controlador.

Per poder aplicar el desacoblament al model, primerament s'ha de calcular la pertorbació final sobre el model del sistema, que tal com es demostra a l'ANNEX II dona com a resultat les equacions

$$V_{ud} = RI_d - \omega LI_q + V_{xd} \quad (\text{Eq. 2.20})$$

$$V_{uq} = RI_q + \omega LI_d + V_{xq} \quad (\text{Eq. 2.21})$$

En aplicar el desacoblament al sistema, queda tal com mostra la Fig. 2.14.

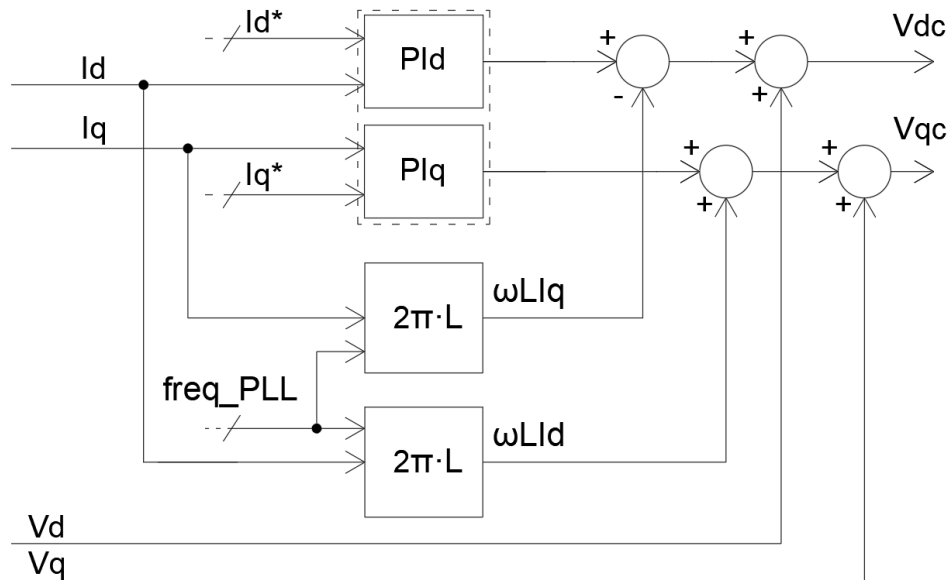


Fig. 2.14 Desacoblament del llac de corrent

2.6. Llaç de tensió

L'objectiu d'aquest projecte és realitzar un rectificador actiu, de manera que, per concepte, la consigna no ha de ser fixa si no dinàmica. Per aconseguir-ho, s'introdueix un llaç de tensió al costat DC del convertidor.

Amb aquest llaç el que es persegueix és controlar la tensió del bus de contínua, que dona com a sortida una necessitat de corrent que és la utilitzada com a consigna del llaç de corrent. Donat que la tensió del bus DC varia en funció de la càrrega que s'hi connecti, el corrent de consigna varia en funció d'aquesta càrrega, permetent així un seguiment actiu del senyal d'entrada.

El llaç de tensió consta de dues etapes tal com mostra la Fig. 2.15. En una primera es calcula el corrent I_{DC}^* de referència mitjançant un controlador PI a partir de l'error entre la tensió de consigna del bus DC i la tensió real del bus. Donat que s'està enllaçant un sistema de corrents en component contínua amb un sistema altern, la consigna obtinguda amb el controlador PI del llaç de tensió no es pot utilitzar directament al llaç de corrent. El que si se sap és que, negligint les pèrdues, la potència que hi circula pel bus DC ha de ser la mateixa que al costat AC, de manera que

$$I_{DC} \cdot V_{DC} = I_d \cdot V_d \quad (Eq. 2.22)$$

Això significa que per poder donar com a consigna el corrent I_{DC}^* al llaç de corrent s'ha de passar a referència dq mitjançant l'expressió

$$I_d^* = \frac{I_{DC}^* \cdot V_{DC}}{V_d} \quad (Eq. 2.23)$$

Una vegada es passa pel llaç de corrent, en una segona etapa s'extreu el corrent directe I_d del costat de xarxa per calcular el corrent que s'està aplicant al bus DC mitjançant l'expressió

$$I_{DC} = \frac{I_d \cdot V_d}{V_{DC}} \quad (Eq. 2.24)$$

Aquest corrent I_{DC} és el que el convertidor intercanvia amb el bus DC, de manera que en el model de simulació es fa passar per la planta que representa el bus DC i així s'obté la tensió que realment hi ha al costat del bus de contínua del convertidor. En cas d'un model real, la segona etapa on es calcula la tensió de bus DC no és necessària ja que la tensió s'obté directament pels aparells de mesura.

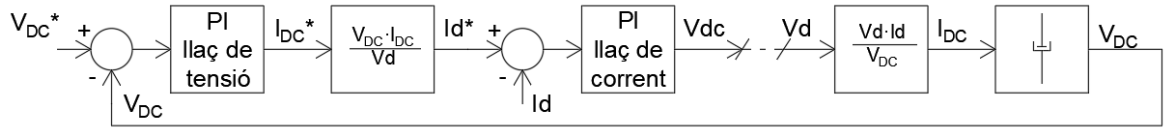


Fig. 2.15 Llaç de tensió

2.6.1. Sintonització del llaç de tensió

Per sintonitzar el llaç de tensió s'ha de considerar que s'està treballant amb llaços de control anidats, de manera que s'ha d'establir l'ordre d'actuació per poder determinar els paràmetres de funcionament.

Tal com mostra la Fig. 2.16, el llaç de tensió és el llaç mestre mentre que el llaç de corrent és el llaç esclau. Per realitzar la sintonització es considera que el llaç intern de corrent equival a la unitat, això vol dir que es fa el supòsit que el llaç esclau no afecta al llaç mestre perquè les seves dinàmiques estan prou separades per no interactuar entre sí, tant en temps de resposta com isòcronament (en freqüència).

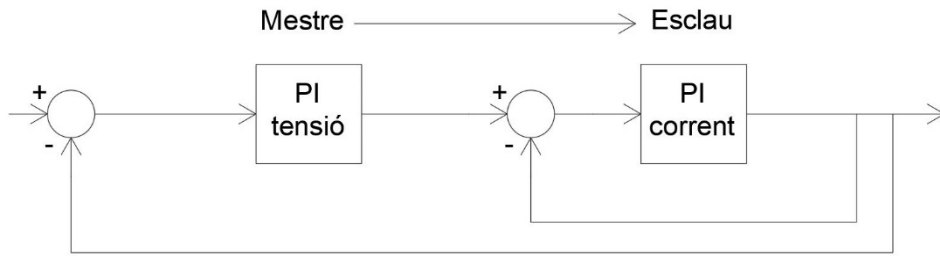


Fig. 2.16 Relació mestre - esclau entre controladors

D'aquesta manera, tal com queda demostrat a l'ANNEX III, la sintonització del llaç de tensió es realitza mitjançant els valors K_p i K_i següents:

$$K_p = -\frac{8C(-\xi^2 \cdot ts + 2CR)}{-8CR\xi^2 \cdot ts + 16C^2R^2 + \xi^2ts^2} \quad (\text{Eq. 2.25})$$

$$K_i = \frac{16C}{-8CR\xi^2 \cdot ts + 16C^2R^2 + \xi^2ts^2} \quad (\text{Eq. 2.26})$$

On K_p és la constant proporcional del controlador, K_i és la constant integradora, ξ és el factor d'esmoreïment, ts és el temps d'establiment, C és la capacitat del condensador del bus DC i R és la resistència paràsitica del condensador.

2.7. Discretització del sistema

El controlador dissenyat s'implementarà en un processador de senyals digital (DSP per les sigles en anglès *Digital Signal Processor*) i, per tant, s'ha de considerar la seva discretització.

2.7.1. Transformació z

Donat un sistema en temps continu $f(t)$ es pot passar a un sistema discret equivalent $f(kT_s)$ on T_s és el temps de mostreig del sistema discret. Aquest pas suposa la pèrdua de part de la informació continguda al sistema en temps continu.

Per poder treballar amb el nou sistema discret s'utilitza la transformació z, que proporciona les mateixes eines que la transformada de Laplace en temps discret. La transformada Z d'un sistema en temps discret equival a

$$Z\{f(kT_s)\} = \sum_{k=0}^{\infty} \{f(kT_s)\}z^{-k} \quad (\text{Eq. 2.27})$$

Per realitzar la transformació s'utilitza el mètode bilineal també conegut com trapezoïdal o *Tustin* [14], que ve donada per l'expressió

$$\frac{1}{s} = \frac{Tz + 1}{2z - 1} \quad (\text{Eq. 2.28})$$

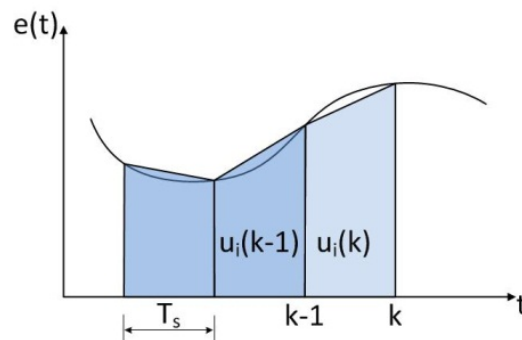


Fig. 2.17 Representació del mètode bilineal

D'aquesta manera es passa del sistema en temps continu a un sistema en temps discret amb el que es pot considerar en les simulacions l'efecte de treballar amb un DSP.

2.8. Simulacions

Durant el present capítol es realitza la simulació dels diferents elements dissenyats en aquest projecte a fi de verificar gràficament que el comportament del controlador és l'esperat.

2.8.1. Simulació de la PLL

Per tal que funcioni el controlador és essencial una bona configuració de la PLL, de manera que aquest és el primer element simulat.

El primer pas és sintonitzar la PLL segons s'ha indicat a l'apartat 2.4.2. Donat que s'utilitzen les transformades de Clarke i Park per convertir el sistema trifàsic altern en un sistema bifàsic continu, la PLL ha de treballar amb entrades contínues. Es sintonitza la PLL a tres freqüències de tall diferents per analitzar quina obté la resposta més adequada. Les diferents freqüències de tall afectaran en la resposta de la PLL en front de les pertorbacions de l'entrada.

Freqüència	K_p	K_i
2,5 Hz	0,07961783	0,79617830
25 Hz	0,68341723	75,9200338
50 Hz	1,36683446	303,680135

Taula 2.3 Valors de sintonització de la PLL

Es realitza una simulació amb cada freqüència per analitzar el comportament davant la freqüència de la xarxa i l'angle de fase, és a dir, amb la PLL sintonitzada a 2,5 Hz (Fig. 2.18) a 25 Hz (Fig. 2.19) i a 50 Hz (Fig. 2.20).

S'observa que en augmentar la freqüència de sintonitzat de la PLL s'assoleix abans la freqüència de la xarxa, però s'incrementa l'efecte del zero, empitjorant el seguiment del senyal en els transitoris.

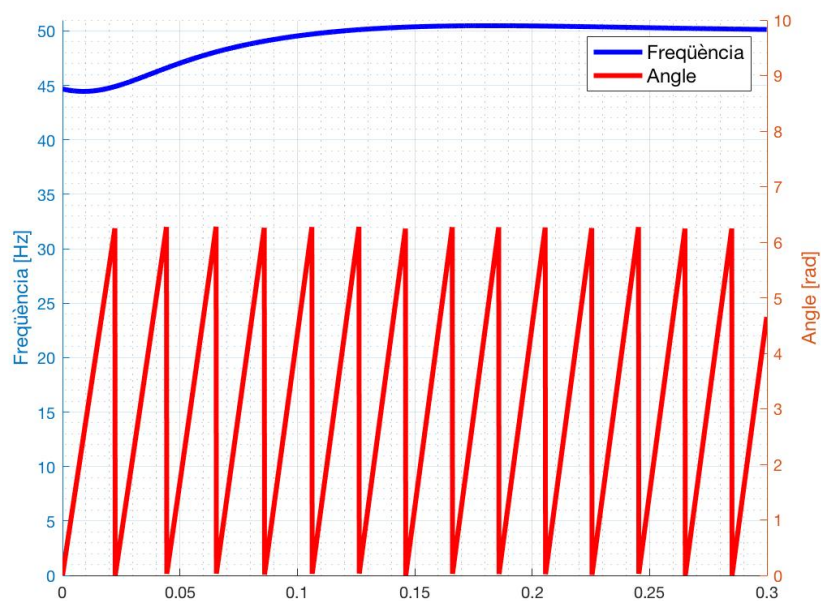


Fig. 2.18 Simulació de la PLL sintonitzada a 2,5 Hz

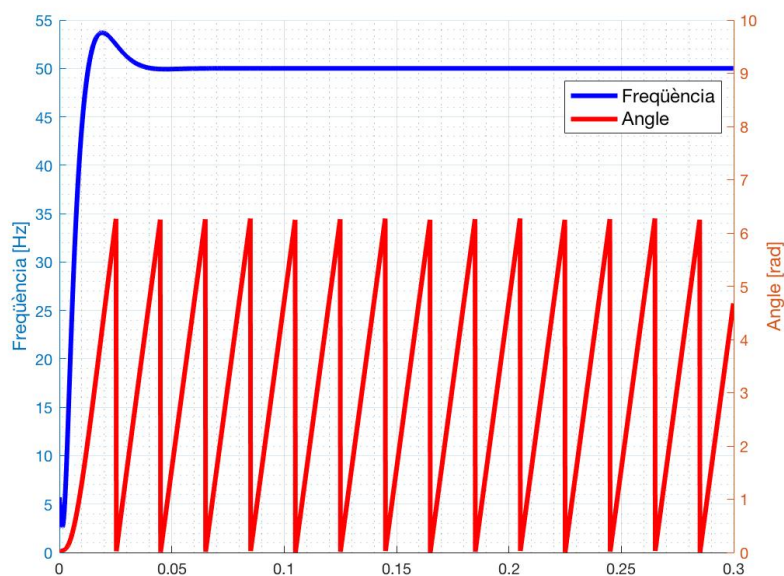


Fig. 2.19 Simulació de la PLL sintonitzada a 25 Hz

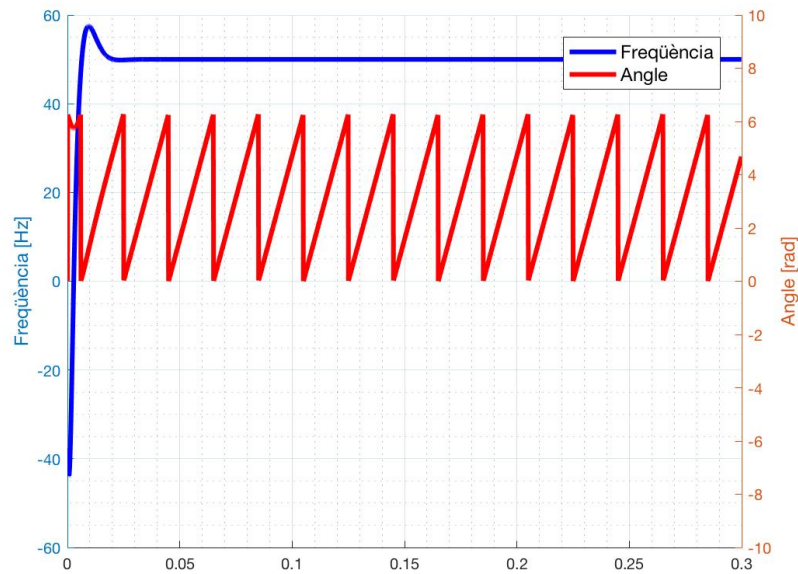


Fig. 2.20 Simulació de la PLL sintonitzada a 50 Hz

Donat que la freqüència de tall que sembla adaptar-se millor a les necessitats del convertidor és la de 2,5 Hz, es realitza una nova simulació per comprovar com respon la PLL a un canvi sobtat de la freqüència de la xarxa amb aquesta freqüència de tall. Donat que les xarxes treballen a 50 Hz o 60 Hz en funció del país on s'estigui, es realitza una simulació passant de 50 Hz a 60 Hz. Cal tenir en compte, però, que aquesta es tracta d'una prova extrema, doncs en condicions normals una xarxa mai presentarà una variació de freqüència tan gran. De fet, segons la normativa actual [10], la freqüència màxima pot ser de 51 Hz i la freqüència mínima pot ser de 48 Hz.

Es comprova a la Fig. 2.21 que, en realitzar aquesta prova extrema, la PLL triga 0,5 s en sincronitzar-se amb la nova freqüència de xarxa de 60 Hz. Això es deu a que en utilitzar una freqüència de sintonització de 2,5 Hz es filtren les pertorbacions de freqüència grans sobre el component continu de l'entrada V_q , és a dir que la PLL reacciona lentament als canvis de freqüència de la xarxa, filtrant també els possibles sorolls d'alta freqüència en les lectures. Si s'analitza el mateix canvi amb la PLL sintonitzada a 25 Hz (Fig. 2.22) i a 50 Hz (Fig. 2.23), es pot comprovar que efectivament la freqüència de xarxa de 60 Hz s'assoleix en un temps menor quan major sigui la freqüència de tall, ja que la entrada no queda tan filtrada i la resposta a les pertorbacions és més ràpida.

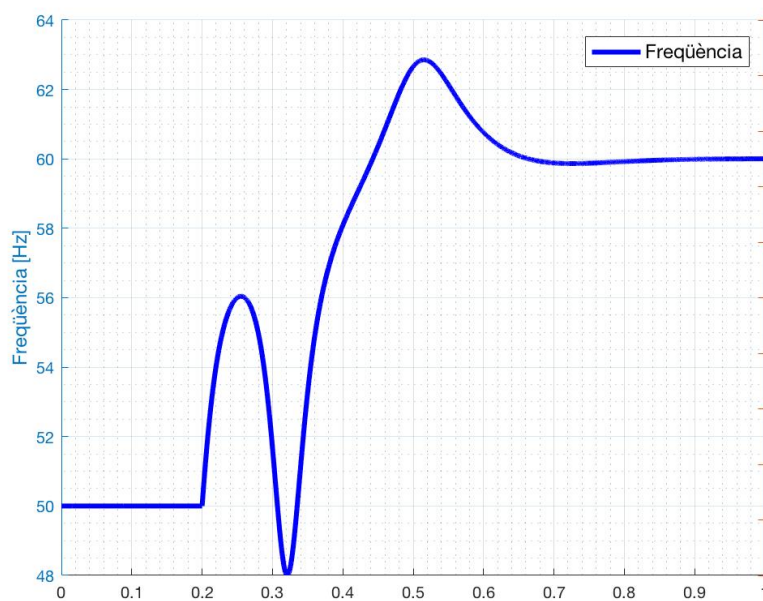


Fig. 2.21 Simulació del canvi de freqüència de la xarxa de 50 Hz a 60 Hz en $t = 0,2$ s amb la PLL sintonitzada a 2,5 Hz

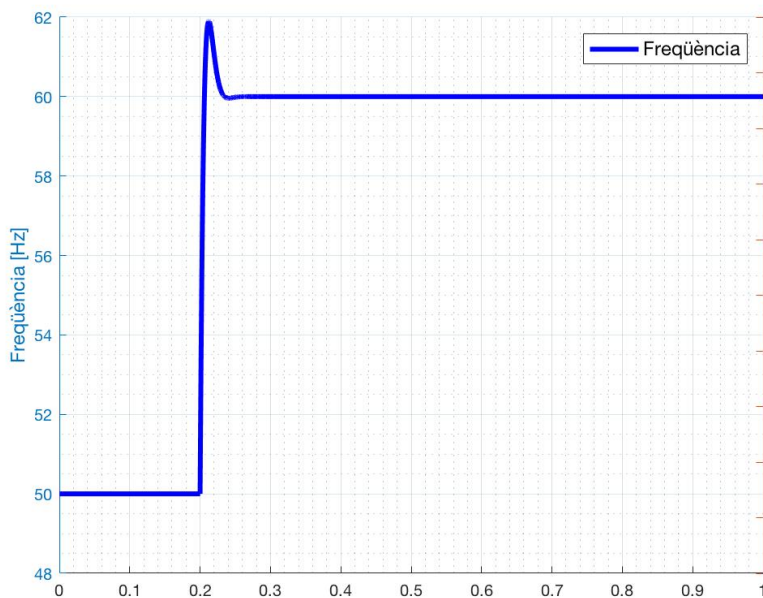


Fig. 2.22 Simulació del canvi de freqüència de la xarxa de 50 Hz a 60 Hz en $t = 0,2$ s amb la PLL sintonitzada a 25 Hz

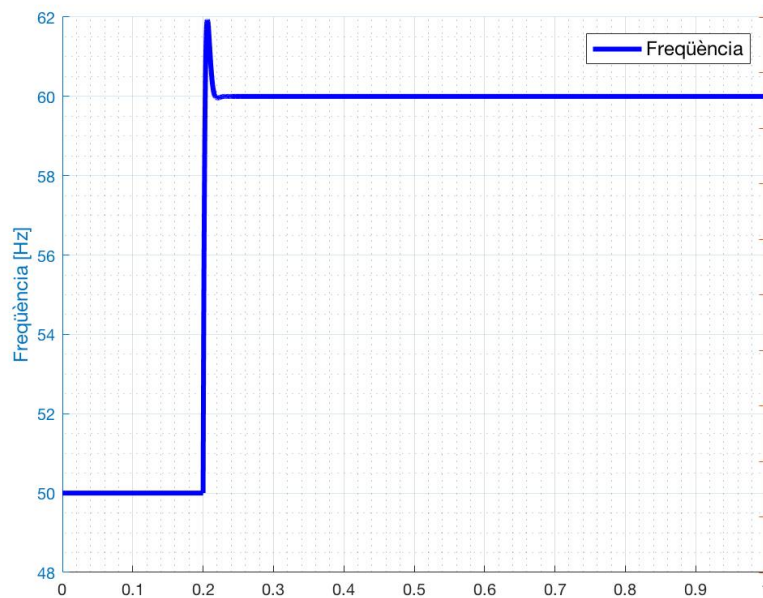


Fig. 2.23 Simulació del canvi de freqüència de la xarxa de 50 Hz a 60 Hz en $t = 0,2$ s amb la PLL sintonitzada a 50 Hz

Com que realment la freqüència de xarxa es pot considerar constant, el que es busca és que si la xarxa té continguts harmònics, aquests no passin a les variables associades a través de la PLL. Per aquest motiu, la dinàmica que es considera millor per aquesta aplicació és la obtinguda amb la PLL sintonitzada a 2,5 Hz.

2.8.2. Simulació del llaç de corrent

Abans de simular el llaç de corrent s'ha de definir els paràmetres del sistema que ens permeten calcular els valors K_p i K_i del controlador del llaç de corrent. Els valors introduïts per realitzar els càlculs són

$$t_s = 1,17 \text{ ms}$$

$$\xi = 2,26$$

$$R = 0,2 \, \Omega$$

$$L = 176 \times 10^{-6} \text{ H}$$

Els valors de R i L són els de les inductàncies que posteriorment es disposarà en el banc

de proves real. Introduint aquests valors de disseny a les equacions de l'apartat 2.5.1 s'obté

$$K_p = 1$$

$$K_i = 400$$

Simulant ara amb aquests guany s'introdueix un canvi de consigna en el corrent per tal de fer variar la sortida del PI. Aquest canvi de corrents, posteriorment, vindrà donat pel llaç de tensió, però per verificar el funcionament del llaç de corrent en aquesta ocasió es fa manualment. Aquest canvi de corrents es fa segons s'indica a continuació:

$$t = 0 \text{ s} \rightarrow I_d^* = 20 \text{ A}$$

$$t = 0,25 \text{ s} \rightarrow I_d^* = 10 \text{ A}$$

$$t = 0,75 \text{ s} \rightarrow I_d^* = 40 \text{ A}$$

On I_d^* és el corrent de consigna.

La Fig. 2.24 mostra el comportament del sistema acoblat, mentre que la Fig. 2.25 mostra el mateix comportament amb el sistema desacoblat segons s'ha descrit a l'apartat 2.5.2. Es verifica, per tant, que el mètode de desacoblament proposat és correcte, ja que en el sistema desacoblat desapareixen les pertorbacions del corrent en quadratura.

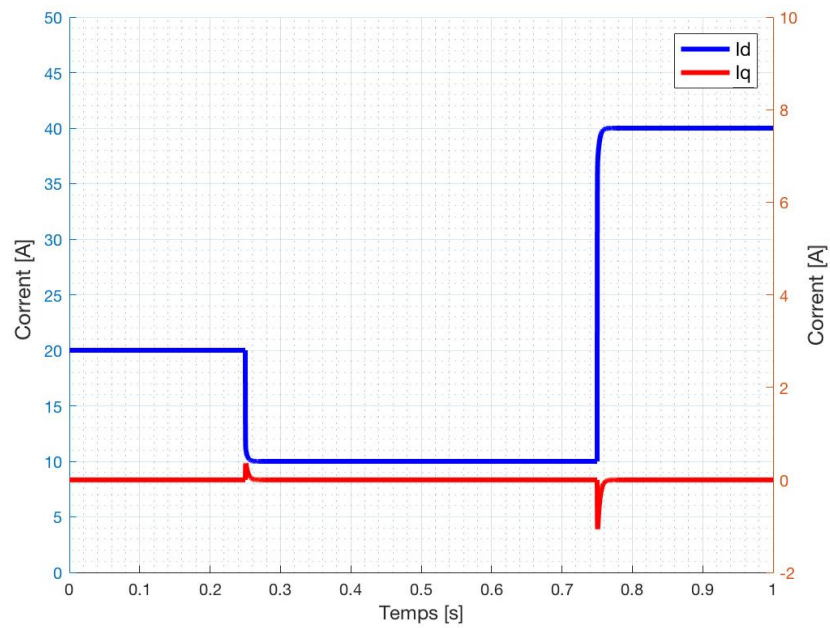


Fig. 2.24 Simulació dels corrent directe i quadratura del sistema acoblat

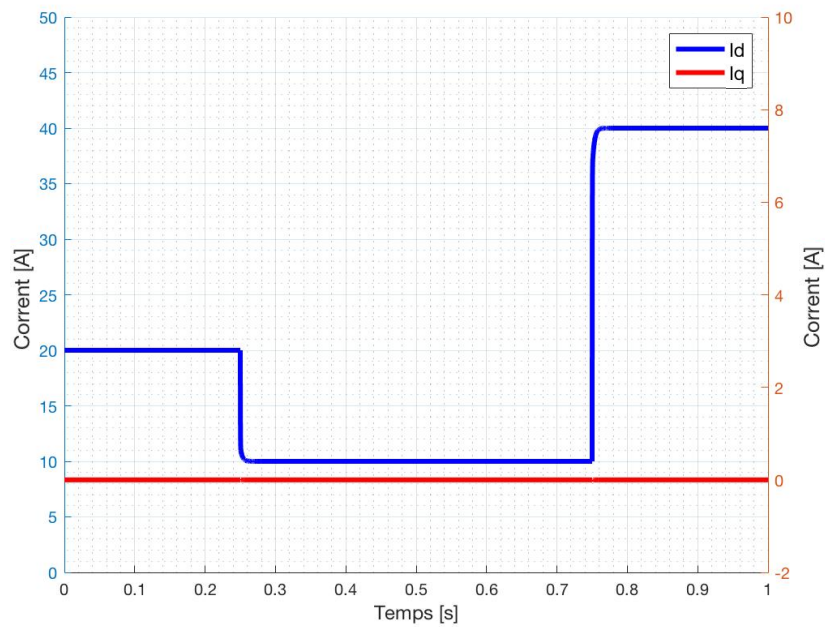


Fig. 2.25 Simulació dels corrent directe i quadratura del sistema desacoblat

També es realitza una simulació per verificar l'efecte de la millora proposada a l'apartat 2.5 on es proposa sumar les tensions v_d i v_q després del controlador per reduir l'esforç de control. Efectivament, la Fig. 2.26 mostra que, sense aplicar-hi la suma de tensions de l'observador de tensió després del controlador, la sortida del controlador ha de donar valors propers als 400 V, que és el valor absolut de tensió directa necessària per obtenir la consigna de corrent desitjada. Aplicant-hi la millora proposada de l'observador de tensió, aquest esforç de control es redueix al valor de tensió relatiu entre l'existent a la xarxa i la diferència necessària per aconseguir la consigna de corrent. Per a les mateixes condicions de funcionament el valor de sortida es redueix a 2 V segons la Fig. 2.27. És a dir, el nivell de sortida del controlador en aplicar-hi l'observador de tensió V_d i V_q de xarxa en aquest cas és un 99,5 % inferior, permetent una millora en la precisió del control.

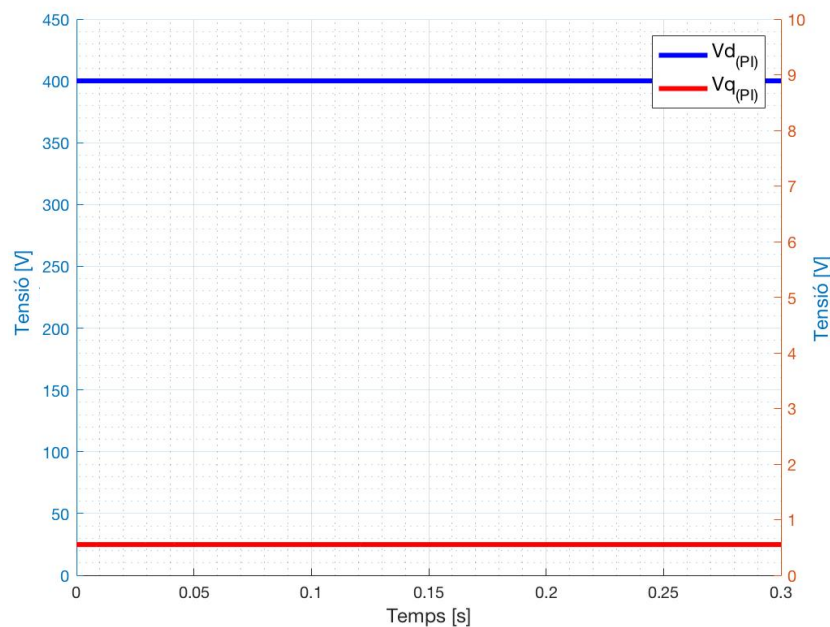


Fig. 2.26 Simulació de la sortida del controlador PI del llaç de corrent sense observador de tensió

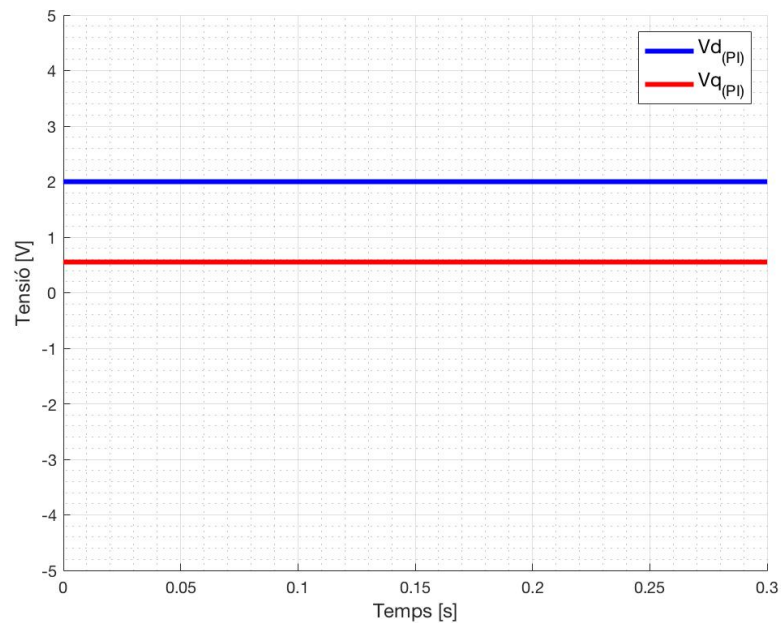


Fig. 2.27 Simulació de la sortida del controlador PI del llac de corrent amb observador de tensió

2.8.3. Simulació del llac de tensió

Per realitzar el control del bus DC es vol aconseguir una dinàmica sobre esmorteïda per tal d'evitar, al màxim, els sobrepuigs que poden malmetre els components més sensibles a les pujades de tensió. A més, es vol que la consigna del llac de tensió s'assoleixi més lentament que la del llac de corrent per evitar oscil·lacions entre el controlador mestre i l'esclau, motiu pel qual s'estableix un temps t_s de 22 ms. A més, el sistema real utilitza 6 condensadors que proporcionen una capacitat total de 2,52 mF, i la seva resistència sèrie equival a $175 \times 10^{-6} \Omega$. Partint d'aquestes dades:

$$t_s = 22 \text{ ms}$$

$$\xi = 1,3$$

$$R = 175 \times 10^{-6} \Omega$$

$$C = 2,52 \times 10^{-3} F$$

S'obté mitjançant les equacions indicades a l'apartat 2.6.1 els valors de sintonització del llac de tensió

$$K_p = 0,92$$

$$K_i = 50$$

Realitzant les simulacions amb aquests valors de sintonització s'observa a la Fig. 2.28 que no s'ha assolit l'objectiu d'obtenir un sistema esmorteït. Això es deu a que durant els càlculs per sintonitzar el controlador no s'ha considerat l'efecte dels ceros, de manera que una vegada es simula i apareix aquest efecte es comprova que no es pot menysprear el sobrepuig que aquests provoquen.

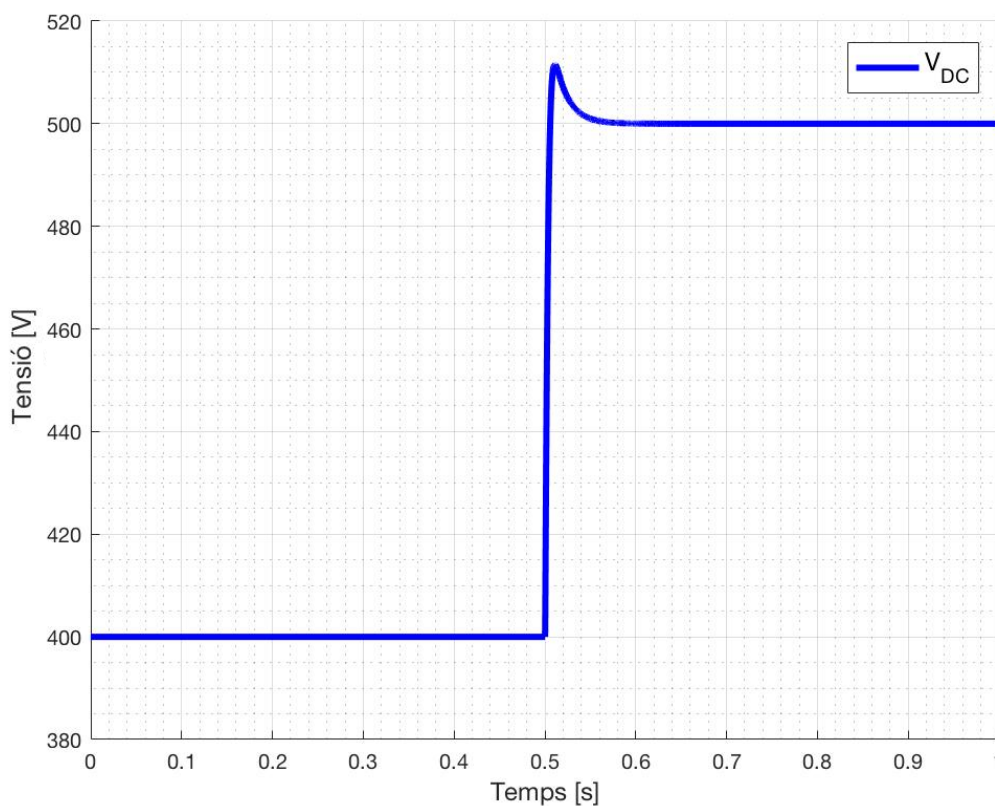


Fig. 2.28 Simulació del llaç de tensió durant un canvi de consigna tipus graó

En comptes de refer els càlculs per calcular l'efecte dels ceros i que els resultats derivin en la necessitat d'utilitzar un controlador més complex, es pren la decisió de canviar el tipus de consigna. En la primera simulació del llaç de tensió es considera que en qualsevol canvi de consigna, aquesta es produeix en forma de graó.

Donat que els ceros són derivadors que actuen durant els transitoris i desapareixen en règim

permanent, i donat que l'entrada de tipus graó conté infinits harmònics, es canvia el tipus d'entrada de la consigna al tipus rampa.

Utilitzant els mateixos valors de sintonització del controlador i introduint un canvi de consigna en forma de rampa amb un increment de 100 V/s es realitza la simulació de la Fig. 2.29 on es pot apreciar que es minimitza el sobrepuig format pels ceros en reduir el contingut d'harmònics durant el canvi de consigna.

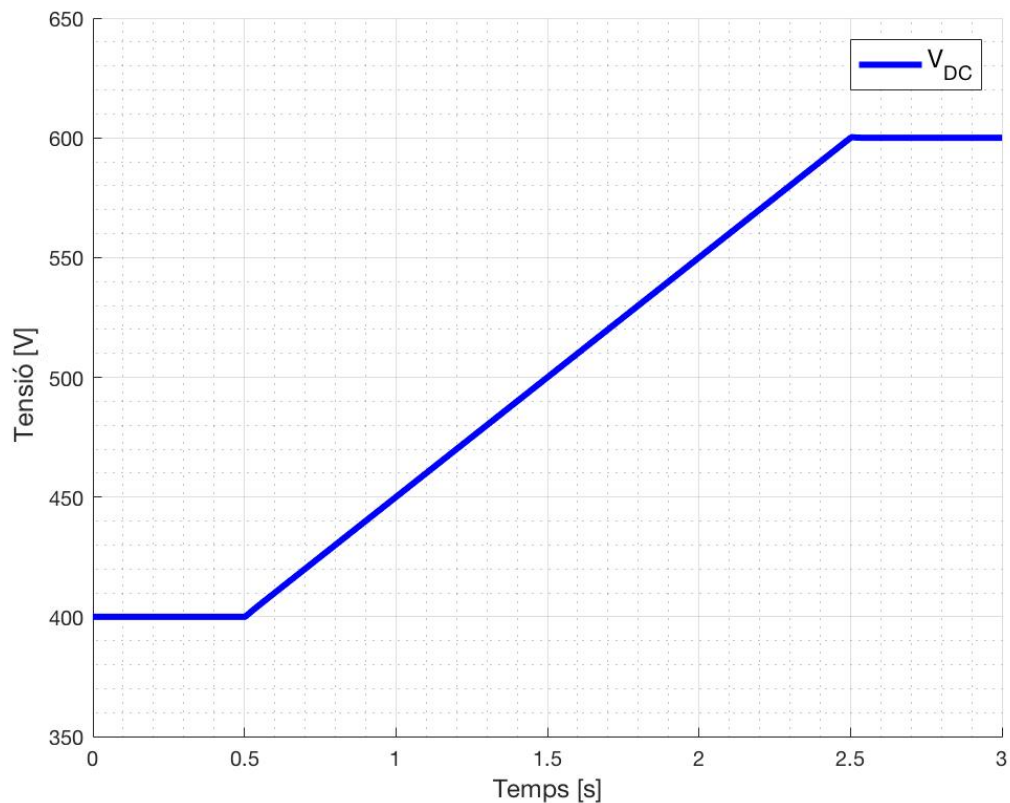


Fig. 2.29 Simulació del llaç de tensió durant un canvi de consigna tipus rampa

2.9. Anàlisi del control en cascada

El convertidor conté un total de tres controladors que treballen de manera conjunta actuant en diferents nivells. Això fa que sigui de gran importància la correcta configuració dels controladors per tal d'aconseguir un sistema estable.

Pel fet d'haver-hi dos o més controladors anidats, implica que aquell que actua més internament, el controlador esclau, ha de ser el més ràpid, mentre que aquell que actua més externament, el controlador mestre (Fig. 2.30), ha de tenir una dinàmica més lenta. Si no es compleix amb aquesta premissa la mala sincronització dels diferents controladors fa que el sistema presenti oscil·lacions no desitjades o fins i tot resulti inestable. Tot i així, la diferència de velocitats és una condició necessària però no suficient pel correcte funcionament dels controladors anidats, motiu pel qual s'analitza l'ample de banda de cada controlador.

El primer pas és establir l'ordre d'actuació dels controladors per tal de determinar les prestacions que s'han de complir.

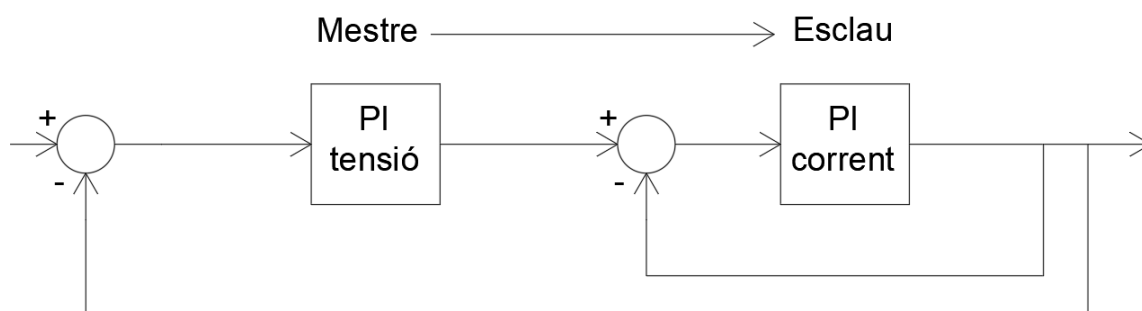


Fig. 2.30 Ordre d'actuació dels controladors.

A continuació, mitjançant els paràmetres de sintonització determinats a l'apartat 2.8 es realitza l'anàlisi de Bode dels controladors del llaç tancat de corrent i del llaç de tensió. La figura Fig. 2.31 mostra el resultat de comparar els dos amplitudes de banda, on el llaç de tensió està sintonitzat sense considerar l'efecte del llaç intern de corrent, tal com s'indica a l'apartat 2.6.

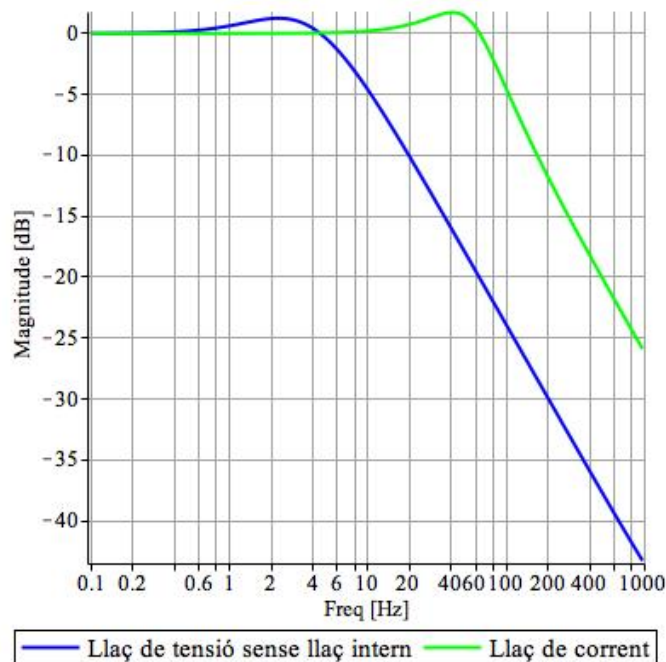


Fig. 2.31 Diagrama de Bode de comparació entre llaç de tensió i llaç de corrent.

Comparant els controladors es pot determinar a partir de l'ample de banda que el llaç de corrent té un ample de banda major que el llaç de tensió. Això implica que el controlador mestre té poc guany a freqüències que el llaç esclau encara pot controlar, és a dir, que el controlador esclau pot controlar qualsevol senyal que li doni el llaç mestre. També s'observa que la diferència de guany entre el llaç de corrent i el llaç de tensió és superior a una dècada de manera que es pot assumir que no hi ha interacció entre els controladors. Tot i aquest resultat, s'ha de tenir present que la sintonització del llaç de tensió s'ha realitzant suposant que el llaç de corrent és proper a la unitat i no afecta a la dinàmica general del sistema. El sistema complert, per tant, pot diferir del mostrat en la Fig. 2.31, de manera que s'ha de verificar que aquest supòsit és correcte.

La Fig. 2.32 mostra la comparació entre el diagrama de Bode del llaç de tensió sense considerar l'efecte del llaç de corrent i en considerant-lo. Efectivament, la resposta freqüencial del controlador del llaç de tensió no és la mateixa quan es considera que el llaç intern és igual a la unitat que quan s'introdueix el llaç de corrent modelat. No obstant, s'observa que fins a una freqüència de 10 Hz no es pot apreciar diferència en la resposta. Entre els 10 Hz i els 60 Hz la resposta és força similar, i a partir dels 60 Hz la diferència es fa cada vegada major. Donat que les consignes són de valors continus, la resposta en el rang de treball no presenta diferències significatives, de manera que es considera vàlida l'aproximació realitzada del llaç intern a la unitat.

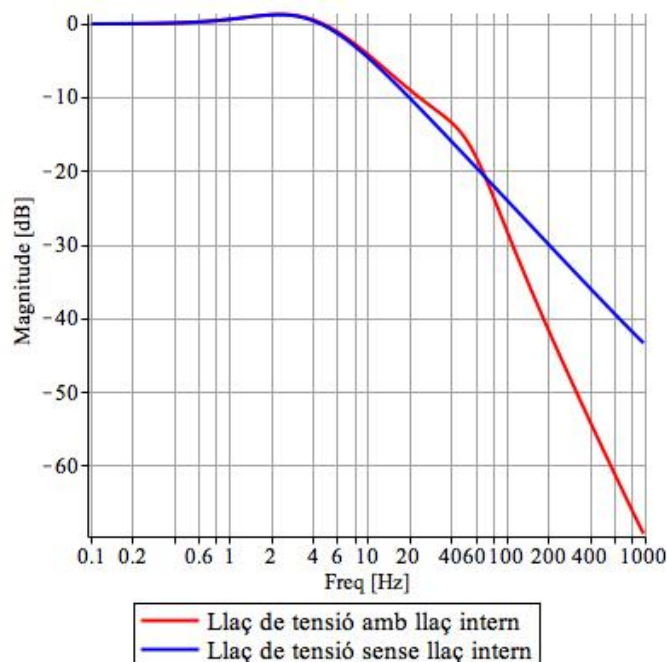


Fig. 2.32 Diagrama de Bode de comparació entre llaç de tensió considerant el llaç intern diferent a la unitat i sense considerar el llaç intern (equivalent a la unitat).

Es torna a comparar amb el llaç de corrent per verificar que efectivament es compleixen les condicions indicades. En la Fig. 2.33 es pot apreciar que efectivament el llaç de corrent segueix tenint una resposta major a freqüències més altes que el llaç de tensió de manera que es pot considerar l'aproximació realitzada com a vàlida.

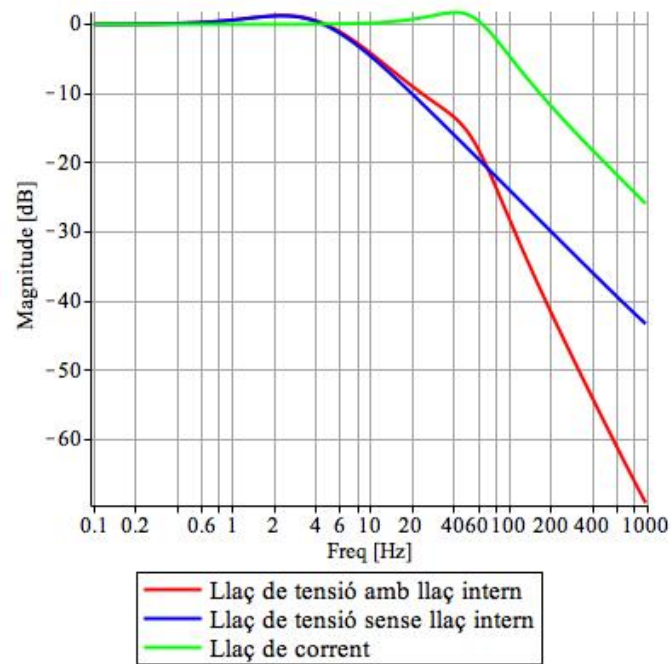


Fig. 2.33 Diagrama de Bode de comparació entre llaç de tensió considerant el llaç intern diferent a la unitat i sense considerar el llaç intern (equivalent a la unitat) amb el llaç de corrent

3. Aplicació a un sistema real

En aquest capítol es procedeix a l'aplicació del sistema dissenyat en aquest projecte a un equip real amb la finalitat de verificar que, segons el desenvolupament realitzat en les seccions prèvies, el comportament és l'esperat, comparant les simulacions realitzades amb la resposta real.

3.1. Descripció del sistema real

El sistema real emprat per aplicar el controlador dissenyat és el mostrat a la Fig. 3.1. L'esquema corresponent a aquest equip es mostra a la Fig. 3.2.

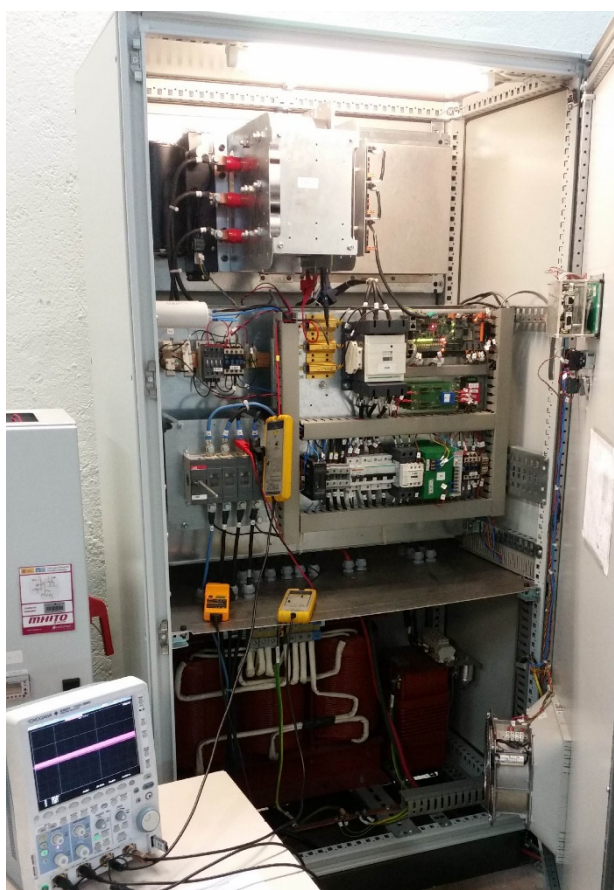


Fig. 3.1 Fotografia de l'equip utilitzat per realitzar proves

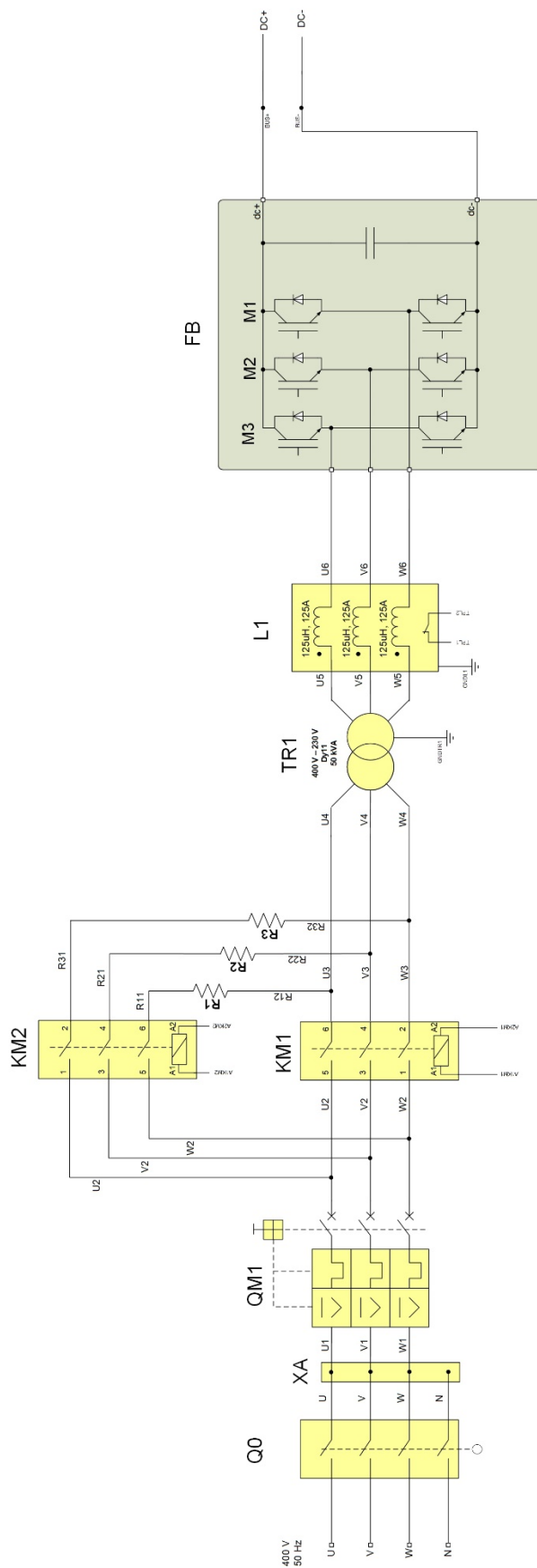


Fig. 3.2 Esquema del model real

La Fig. 3.2 mostra l'esquema del model real. L'equip està format per dos contactors que serveixen per realitzar la pre-càrrega del bus DC. Aquests contactors són el KM2, que s'activa en posar en marxa l'equip per realitzar la pre-càrrega mitjançant les resistències R1, R2 i R3 per fer que la càrrega segueixi una corba de primer ordre. Una vegada carregat el bus DC s'activa el contactor KM2 per realitzar un *by-pass* de la pre-càrrega i connectar directament el convertidor a la xarxa i es desconnecta KM1.

S'utilitza un transformador d'aïllament TR1 per separar galvànicament la xarxa del convertidor. A continuació hi ha les inductàncies que permeten acoblar la xarxa amb el convertidor i seguidament hi ha el propi convertidor, format per sis interruptors controlats i el condensador del bus DC.

A la Fig. 3.3, fotografia de la part inferior de l'equip, es pot observar el transformador TR1 a la esquerra de la imatge, mentre que a la dreta hi ha les inductàncies L1. A la Fig. 3.4 es poden observar les resistències de càrrega del bus R1, R2 i R3. També hi ha els contactors KM1 i KM2 que realitzen la commutació de les resistències, així com la placa de control que conté el controlador programable. A la part superior de l'armari, com mostra la Fig. 3.5, hi ha el condensador del bus DC. Realment, aquest condensador no és només un, si no que es tracta de sis condensadors en paral·lel. Aquests condensadors són de 420 μF , tenen una resistència interna de 1,05 m Ω i suporten una tensió màxima de 1100 VDC.

La Fig. 3.6 mostra les maletes de resistències utilitzades per simular càrregues DC durant les proves de l'equip. Connectant i desconnectant aquestes resistències mitjançant els relés que es mostren a la Fig. 3.7 es poden fer canvis sobtats de càrregues per posar a prova la capacitat de control del sistema. Els relés són especials per treballar a corrent continu. Suporten una tensió màxima de 900 V, poden treballar amb un corrent màxim de 100 A i s'activen mitjançant la font de tensió de 24 V DC que apareix a la part dreta de la mateixa fotografia.

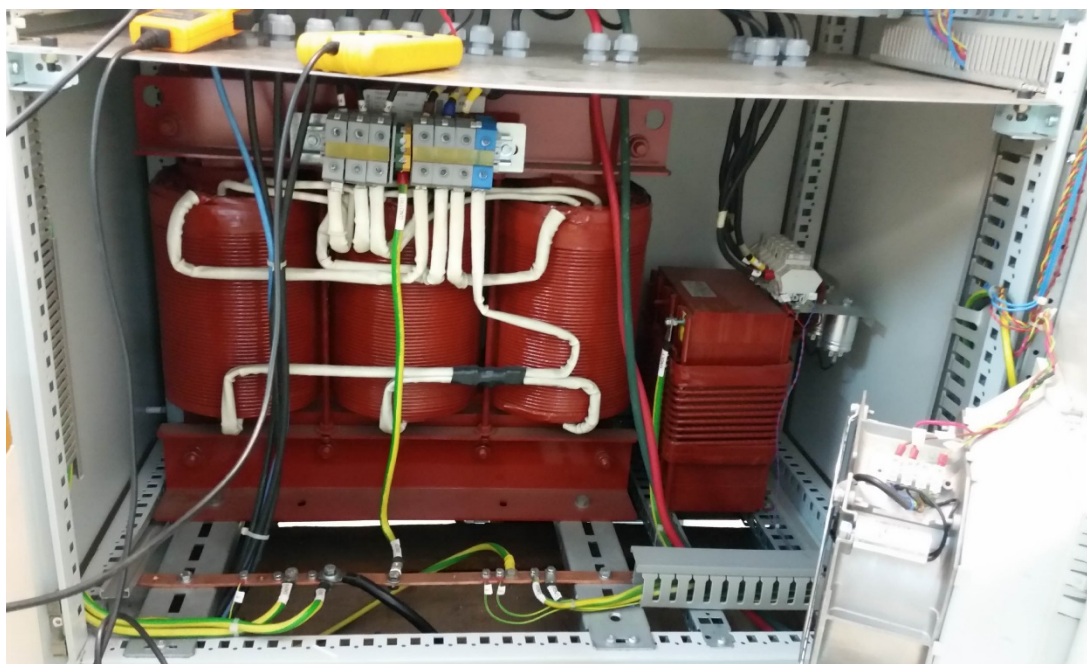


Fig. 3.3 Fotografia del transformador i les inductàncies de l'equip.

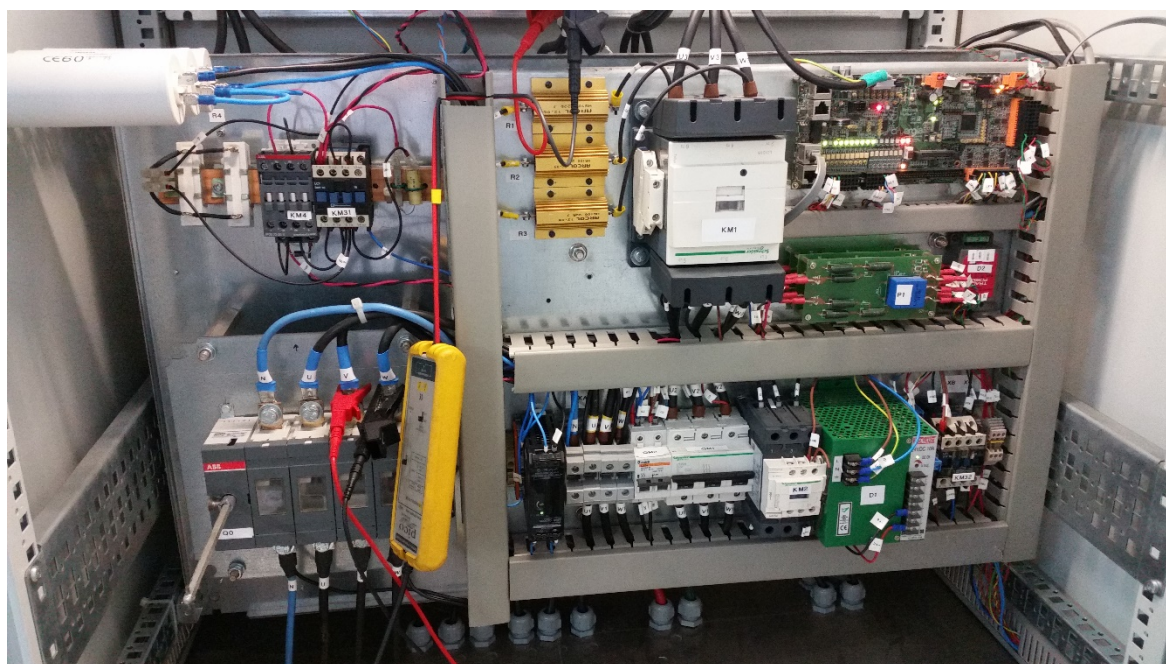


Fig. 3.4 Fotografia dels elements de protecció i maniobra.

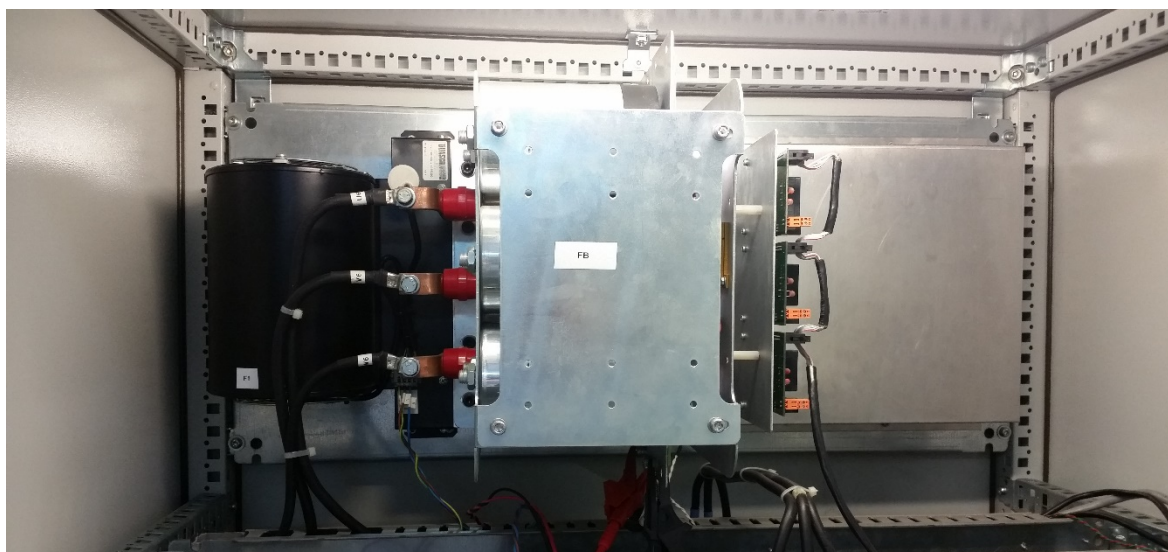


Fig. 3.5 Fotografia dels condensadors del Bus DC

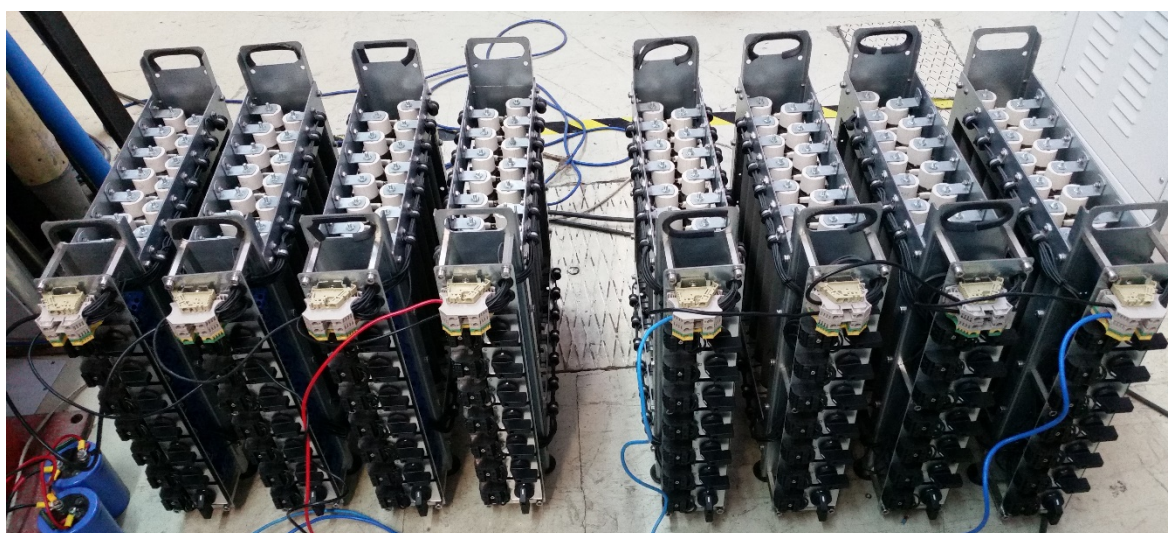


Fig. 3.6 Fotografia de les maletes de resistències utilitzades com a càrregues

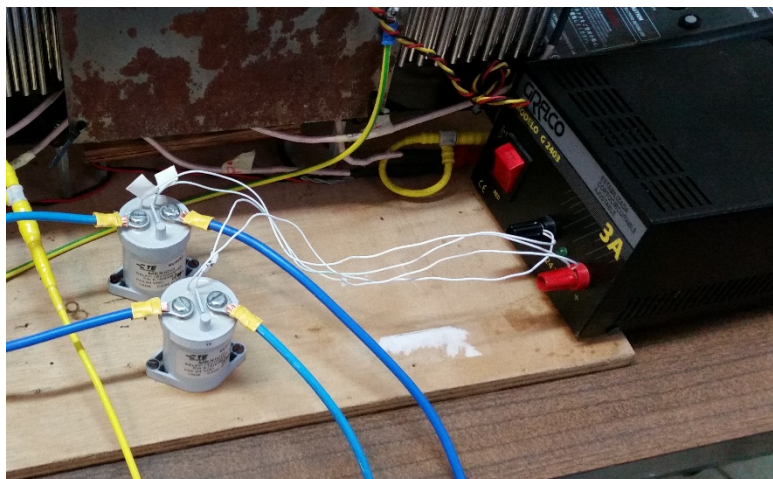


Fig. 3.7 Fotografia dels relés utilitzats per connectar les maletes de resistència al bus DC

3.2. Proves en buit

Primerament, es realitzen proves en buit per verificar que el sistema respon als canvis de consigna del bus DC de la manera esperada sense interferència de possibles pertorbacions.

La prova consisteix en realitzar canvis de consigna i verificar que la resposta és l'esperada segons els paràmetres programats i les simulacions prèvies. Es realitzen diverses proves de pujada i baixada de tensió.

La Fig. 3.8 mostra el resultat de la prova realitzada per canviar la consigna de 400V a 600V. Donat el pendent de la rampa de 100 V/s i que la diferència entre la tensió de partida i la tensió objectiu és de 200 V, el temps d'establiment esperat és de 2 s. Efectivament, el comportament del convertidor en buit és l'esperat, coincidint l'evolució real amb les simulacions prèvies.

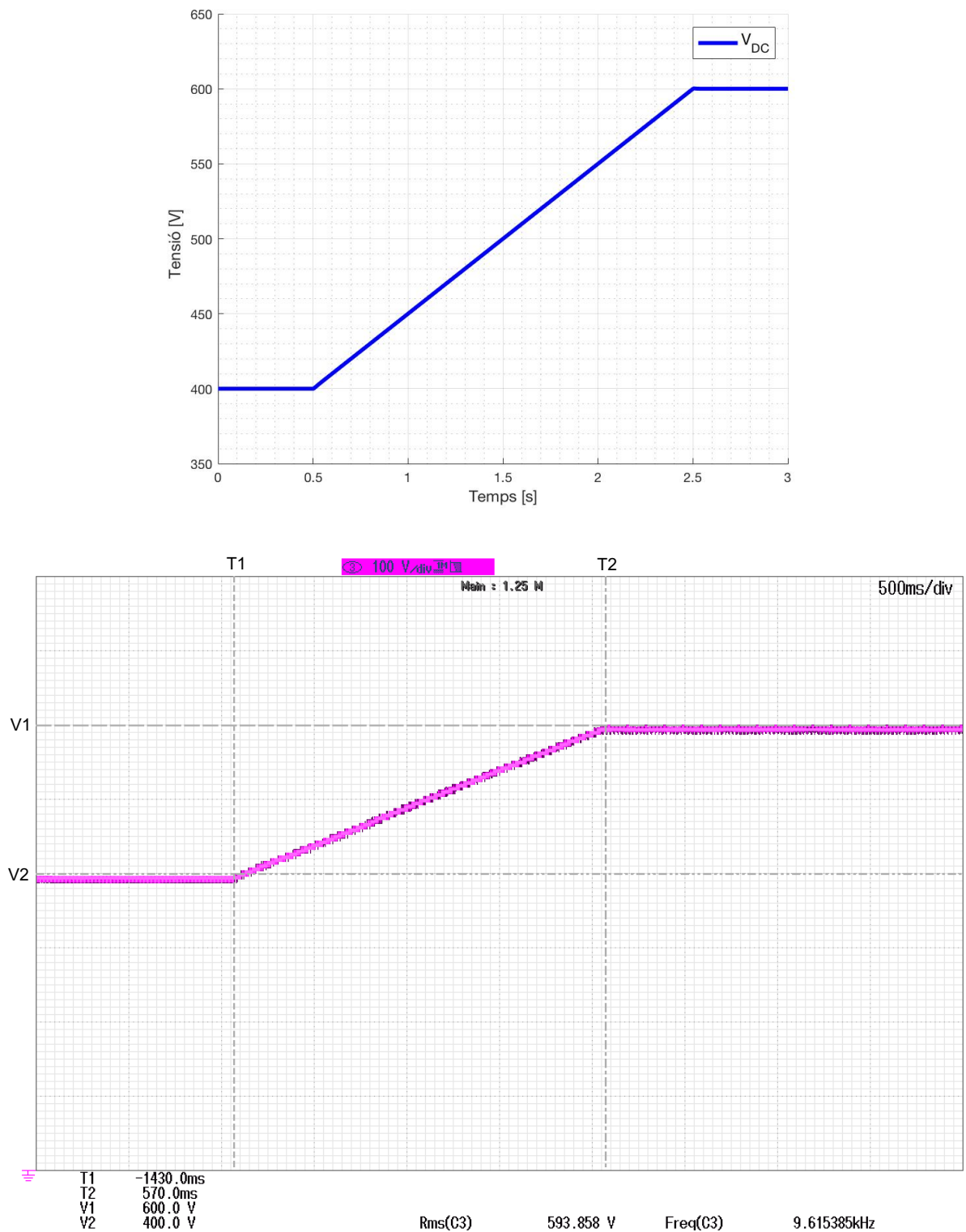


Fig. 3.8 Comparació entre resultats del model simulat (a dalt) i captura del model real (assota) del canvi de consigna del bus DC de 400 V a 600 V

3.3. Proves amb càrrega

Verificat el correcte funcionament del convertidor en buit, en aquest capítol es procedeix a realitzar diverses proves amb diferents càrregues i canvis de tensió per verificar que la dinàmica del sistema és l'esperada.

La primera prova realitzada consisteix en connectar i desconectar una càrrega per verificar que el convertidor respon adequadament a les pertorbacions que provoquen els canvis de càrrega.

Amb el bus DC a 700 V i mitjançant les maletes de resistències es connecta una càrrega de $32\ \Omega$, equivalents a una potència de 15,3 kW. Connectant i desconectant la càrrega s'observa quina ha sigut la resposta del convertidor. Durant el transitori produït durant la connexió de la càrrega (Fig. 3.9) s'observa que la tensió del bus cau 19,6 V i en un temps aproximat de 150 ms torna a establir-se el nivell de tensió del bus de consigna. Cal indicar que la tensió disminueix degut a la caiguda de tensió que hi provoca la càrrega, de manera que el convertidor ha de pujar el valor intern de sortida per tornar a la tensió inicial.

En el moment de la desconexió (Fig. 3.10) es pot observar que es produeix la mateixa resposta que en la connexió però en sentit contrari. Donat que desapareix la càrrega del bus DC, deixa d'haver-hi la caiguda de tensió provocada per la càrrega, de manera que es produeix un increment de la tensió del bus de 19,6 V. En aquest cas el convertidor ha de reduir el valor intern de sortida per eliminar l'efecte de la càrrega que abans contrarestava per mantenir la tensió de consigna. S'observa, per tant, que la resposta del convertidor és la mateixa tant en càrregues com en descàrregues i en comparar les captures de les proves amb les simulacions prèvies es confirma que la resposta és l'esperada.

En les captures de l'oscil·loscopi la tensió està acoblada en AC, de manera que apareix referenciada a 0 V, ja que per poder apreciar l'efecte dels transitoris s'ha d'observar només el component continu del senyal, però el valor absolut de la tensió és de 700 V. Aquest valor es pot apreciar correctament en les simulacions ja que no compten amb les limitacions dels equips de mesura reals.

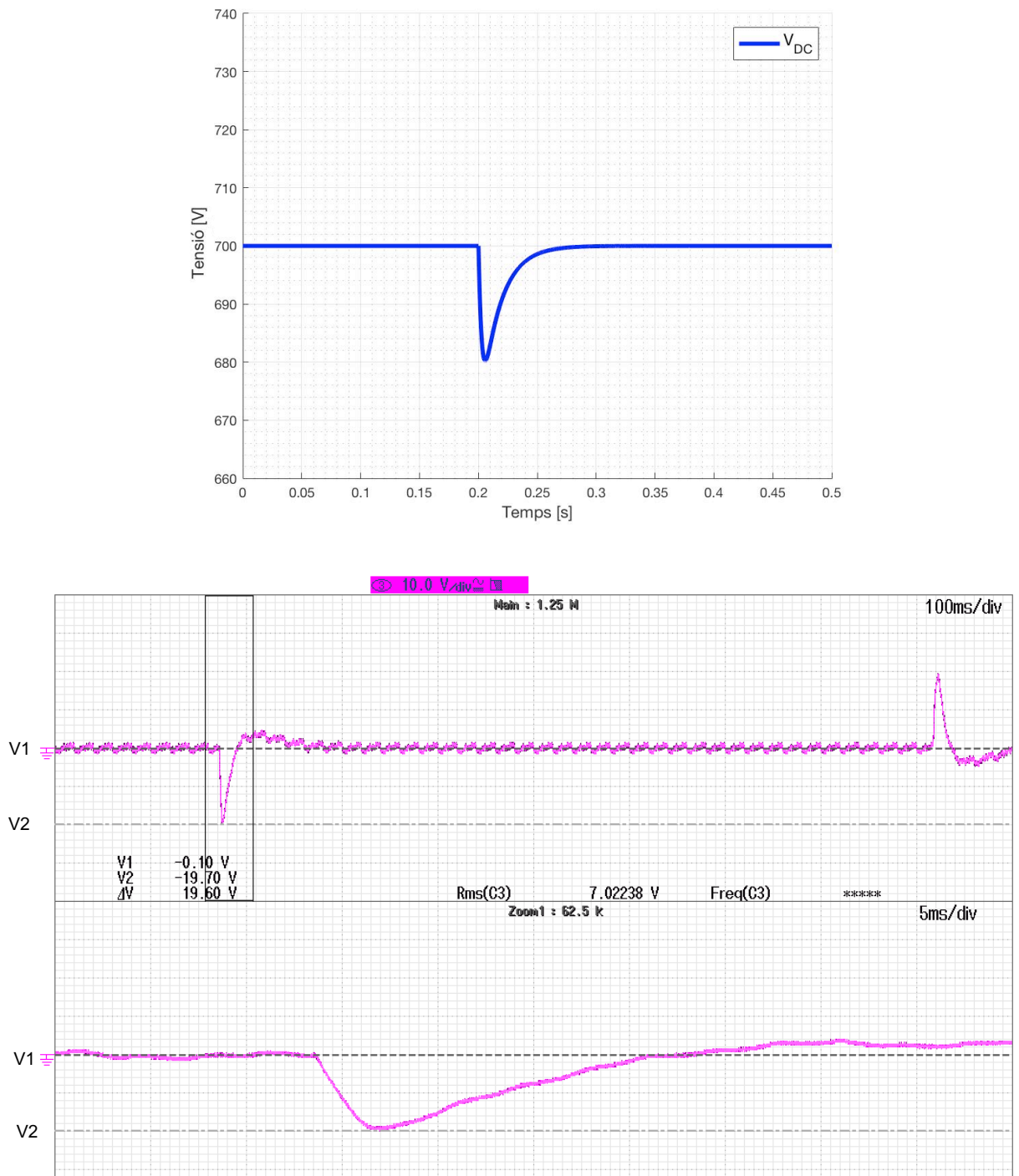


Fig. 3.9 Comparació entre resultats del model simulat (a dalt) i captura del model real (assota) de la pertorbació generada per la connexió d'una càrrega de 15,3 kW.

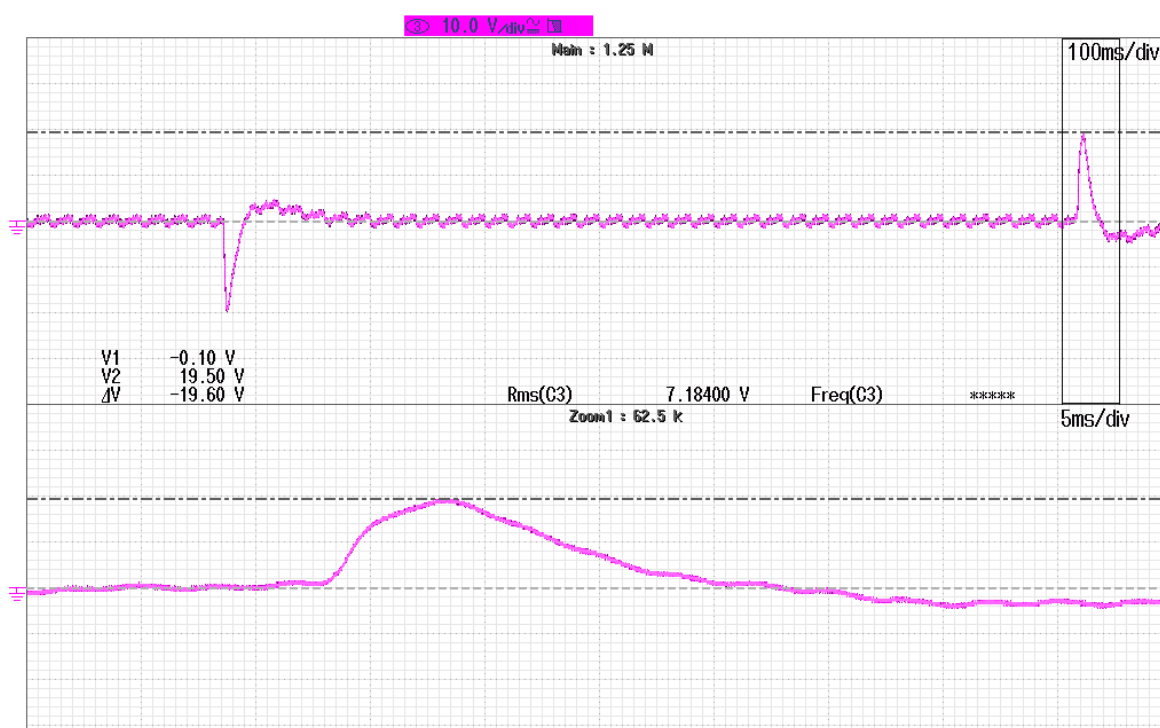
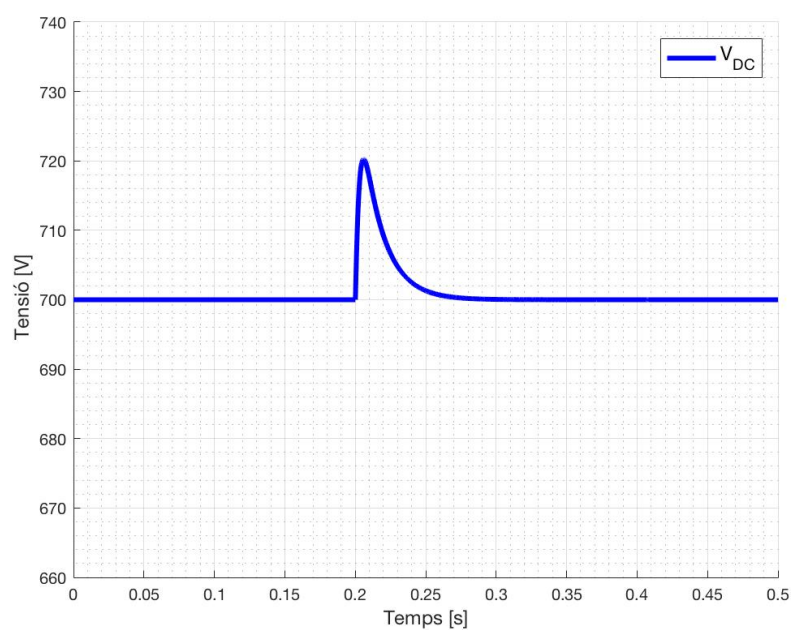


Fig. 3.10 Comparació entre resultats del model simulat (a dalt) i captura del model real (assota) de la pertorbació generada per la desconexió d'una càrrega de 15,3 kW.

Una vegada verificat que el convertidor respon adequadament a les pertorbacions de tensió es procedeix a analitzar l'efecte sobre el corrent.

La primera prova consisteix a analitzar el corrent del bus DC i del costat de corrent altern, juntament amb l'efecte de la càrrega sobre la tensió del bus.

A la Fig. 3.11 s'observa com el corrent del bus DC es torna negatiu en connectar la càrrega. Tal com es va definir a l'apartat 2.1 el sentit del corrent és positiu quan es produeix en direcció de sortida del convertidor cap a la xarxa. Donat que la càrrega connectada és un consumidor de corrent, el sentit del corrent és de la xarxa cap al convertidor, motiu pel qual resulta un corrent de sentit negatiu d'acord al criteri de signes utilitzat en el disseny. També es pot observar que el consum de corrent del bus DC queda reflectit al costat altern.

Comparant la simulació amb la captura de l'oscil·loscopi es pot apreciar una diferència en el consum de corrent del costat altern, on segons la simulació el consum inicial és 0 però al sistema real s'observa un petit consum. Això és degut a que l'instrument de mesura de l'oscil·loscopi es col·loca a l'entrada del corrent de xarxa a l'equip, ja que és la zona més accessible, i això implica que a les mesures de corrent aparegui el corrent que consumeix el propi equip només pel fet d'estar encès, mesurant així el consum dels diferents aparells electrònics del propi convertidor. No obstant això una vegada connectada la càrrega s'observa que el consum és el mateix tant a la captura d'oscil·loscopi com en la simulació.

Una altra diferència entre la simulació i la captura és la velocitat amb que s'assoleix el corrent del bus DC. S'observa que el temps d'establiment del corrent del bus DC és més ràpid en l'equip real que en la simulació. Això es deu a les diferències que hi ha entre els valors utilitzats a la simulació i els valors reals de l'equip, menyspreant a la simulació paràmetres com les pèrdues o els canvis degut a les temperatures. Donat que la diferència en el temps d'establiment es considera acceptable i que els valors en estat estacionari coincideixen amb les simulacions es dona per vàlid el comportament observat durant la prova.

A la Fig. 3.12 es comparen el corrent i la tensió del costat AC per verificar una de les condicions de disseny, i és que la potència reactiva ha de ser 0, de manera que corrent i tensió han d'estar en fase. Efectivament, es comprova que el corrent està en fase amb la tensió de manera que el la xarxa només veu un consum de potència activa per part del convertidor i es pot concloure que la PLL funciona correctament.

En les proves reals s'observa que el senyal altern no és completament sinusoïdal. Això es deu a que la càrrega disponible per treballar a laboratori només era d'un 30% del total de la potència de l'equip. Com que l'equip està dissenyat per treballar en condicions òptimes a una potència de 50 kW, en utilitzar potències relativament baixes no s'aconsegueix assolir una sortida totalment sinusoïdal.

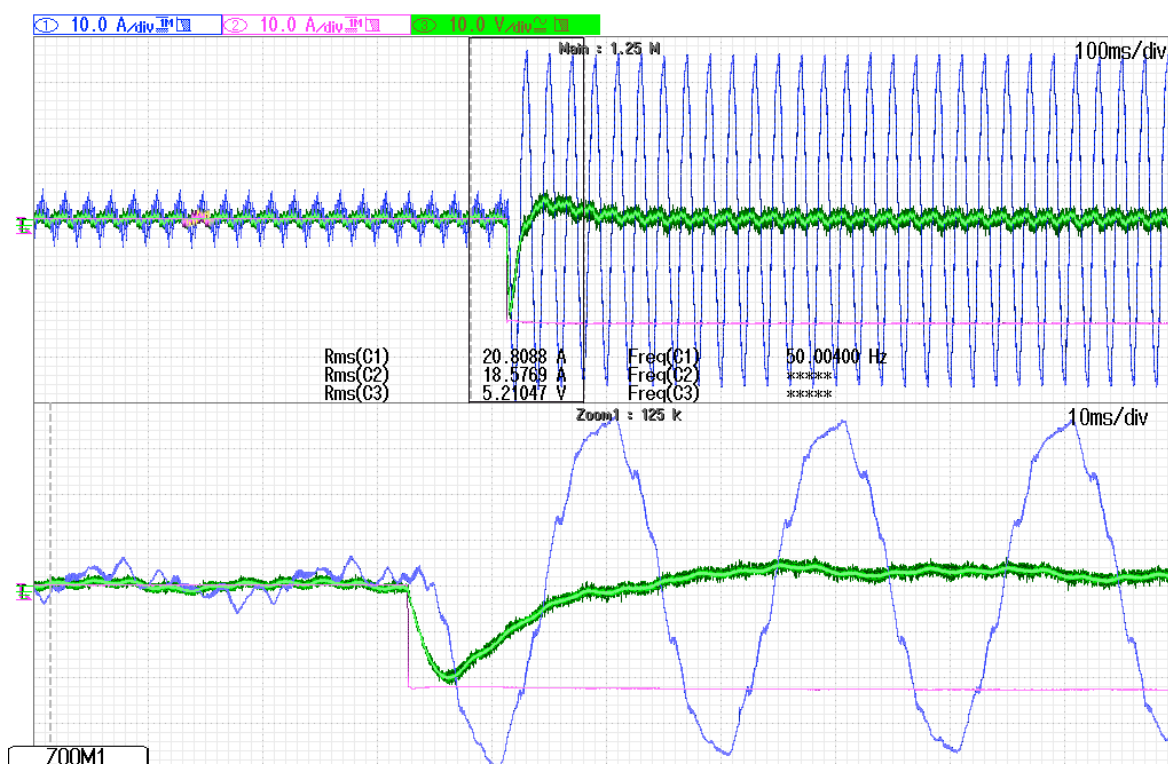
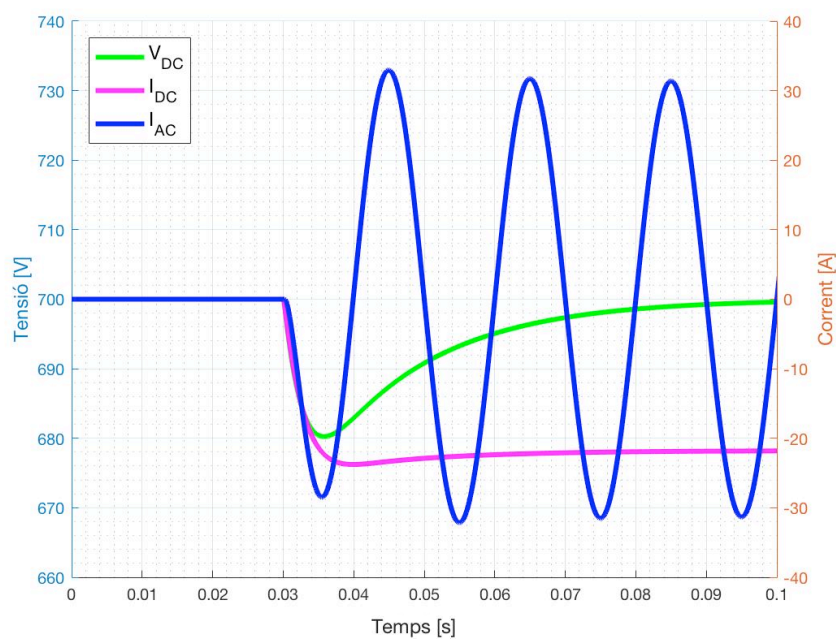


Fig. 3.11 Comparació entre resultats del model simulat (a dalt) i captura del model real (assota) del corrent del convertidor amb una càrrega de 15,3 kW.

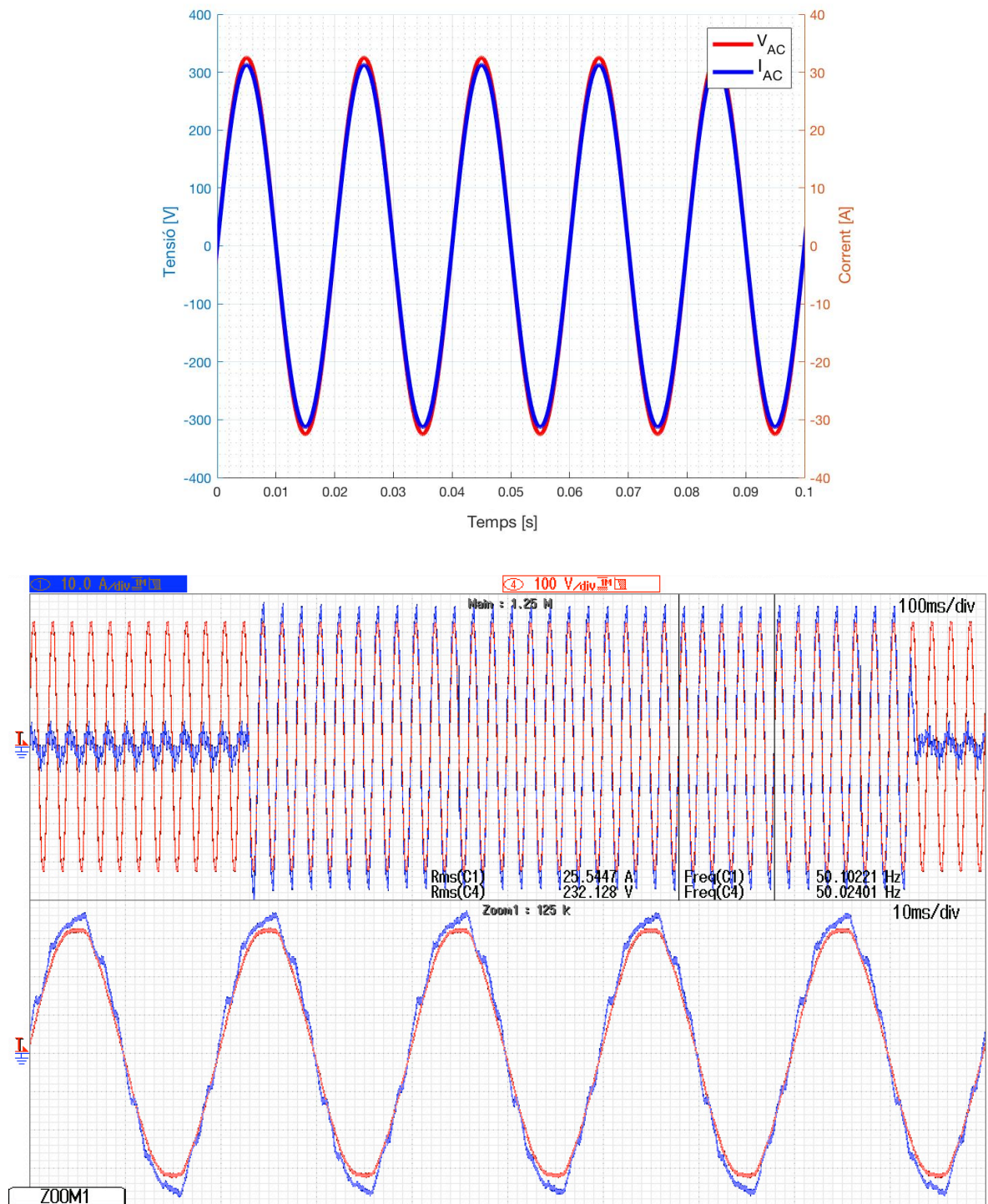


Fig. 3.12 Comparació entre resultats del model simulat (a dalt) i captura del model real (assota) entre la fase del corrent i la tensió al costat altern del convertidor amb una càrrega de 15,3 kW.

Donat que el convertidor es vol utilitzar com a càrrega programable, aquest ha de ser capaç de respondre correctament a diferents canvis en les condicions de funcionament mentre està sotmès a un consum o generació de corrent sense aturar el sistema per modificar aquestes condicions. Per verificar-ho es realitza una prova en la que es canvia la tensió del bus DC mentre hi ha connectada una càrrega de $32\ \Omega$. Primerament es passa d'una tensió de 400 V a 700 V i una vegada s'estableix el nou nivell de tensió es torna a passar a 400 V.

Tal com s'observa a la Fig. 3.13 el convertidor canvia igualment de tensió segons la rampa programada, controlant a la vegada el corrent necessari segons aquest varia amb la tensió. Donat que la càrrega connectada és constant, el corrent puja segons puja la tensió, incrementant la potència consumida. L'efecte contrari es produeix en baixar de nou la tensió. Amb aquesta prova es demostra que el convertidor té un comportament actiu adequat i queda preparat per poder configurar diferents corbes de càrrega i descàrrega, el que permet simular bateries, panells fotovoltaics o qualsevol altre element que es desitgi.

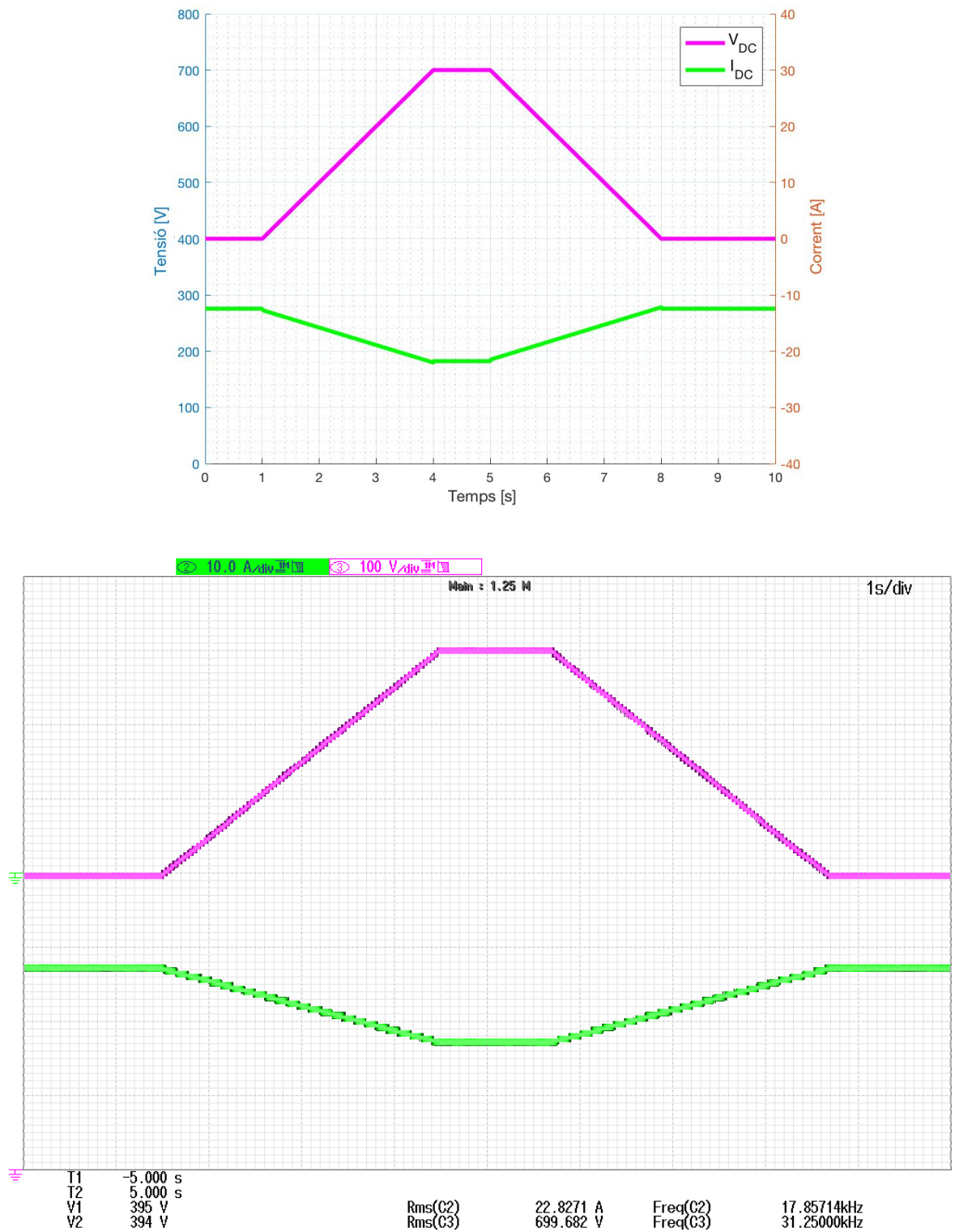


Fig. 3.13 Comparació entre resultats del model simulat (a dalt) i captura del model real (assota) canvis de tensió del bus DC amb una càrrega de 15,3 kW.

4. Pressupost

En aquest apartat es procedeix a pressupostar els treballs realitzats i el material necessari per dur a terme aquest projecte.

El primer capítol recull el cost del procés de disseny del convertidor, incloent-hi el temps dedicat a l'aprenentatge i el disseny del convertidor, el temps dedicat pel professorat al suport a l'aprenentatge i el curs de programació per aprendre a programar els processadors utilitzats.

El segon capítol recull el cost del curs universitari, considerant únicament els crèdits utilitzats per realitzar el treball fi de màster a cost sense descomptes públics i una partida de material de papereria utilitzat.

Per últim, el tercer capítol recull el cost dels materials utilitzats a laboratori, incloent l'equip de proves utilitzat durant el curs de programació, i el procés d'implantació del disseny realitzat al convertidor real.

CAPÍTOL 1	DISSENY DEL CONVERTIDOR	Uts.	p.u.	Total
1.1	Servei d'enginyeria per realitzar el disseny del convertidor.	1	13.125,00 €	13.125,00 €
1.2	Servei de suport al disseny.	1	1.875,00 €	1.875,00 €
1.3	Curs de programació de processadors Texas Instruments	1	1.500,00 €	1.500,00 €
TOTAL CAPÍTOL 1			16.500,00 €	

CAPÍTOL 2	DESPESES ADMINISTRATIVES	Uts.	p.u.	Total
2.1	Matricula universitària TFM ampliat 30 crèdits ECTS	1	5.079,30 €	5.079,30 €
2.2	Material de papereria	1	65,63 €	65,63 €
TOTAL CAPÍTOL 2			5.144,93 €	

CAPÍTOL 3	PROTOTIPUS	Uts.	p.u.	Total
3.1	Testbed per realitzar proves de programació. Inclou processador Texas Instrument, dos motors DC, tarja de perifèrics, font d'alimentació DC	1	1.968,75 €	1.968,75 €
3.2	Convertidor AC/DC muntat en armari metàl·lic amb pantalla tàctil de comandament. Inclou aparells de protecció, maniobra i mesura.	1	32.812,50 €	32.812,50 €
3.3	Programació del convertidor	1	1.893,75 €	1.893,75 €
3.4	Proves de funcionament amb convertidor real. Inclou equips de mesura.	1	4.537,50 €	4.537,50 €
TOTAL CAPÍTOL 3			41.212,50 €	

TOTAL PRESSUPOST: 62.857,43 €

IVA 21%: 13.200,06 €

TOTAL PRESSUPOST + IVA: 76.057,48 €

Conclusions

Durant el disseny del convertidor s'ha realitzat les transformades de Clarke i Park per passar d'un sistema trifàsic altern a un sistema bifàsic continu, de manera que, en treballar amb un sistema bifàsic continu, s'ha pogut utilitzar controladors convencionals de tipus PI.

La PLL ha permès sincronitzar el sistema per tal que de cara a la xarxa només hi hagi intercanvi d'energia activa amb el convertidor, fet que ha permès aconseguir un controlador de front actiu (AFE).

Els llaços de control anidats han permès realitzar un control actiu del convertidor, però ha sigut necessari verificar la sintonització dels diferents controladors anidats per evitar que interfereixin entre sí.

En utilitzar un processador digital (DSP) per realitzar la implantació del convertidor s'ha considerat l'efecte de discretitzar el sistema, de manera que les simulacions prèvies han permès analitzar el funcionament teòric del convertidor de la manera més propera possible al comportament real.

En realitzar proves amb un equip real s'ha pogut verificar que el disseny del controlador és correcte en poder comparar les simulacions prèvies amb els resultats obtinguts. Es pot concloure, per tant, que les diferents estratègies emprades durant el disseny del convertidor permeten la construcció d'un rectificador actiu amb tecnologia convencional i aconseguir els resultats desitjats.

El fet que el convertidor sigui programable dóna gran flexibilitat al sistema per treballar segons es desitgi sense realitzar canvis en la construcció del convertidor.

Bibliografia

Referències bibliogràfiques

- [1] Vinod Kumar Khanna. «*Insulated Gate Bipolar Transistor IGBT Theory and Design*» Wiley-IEEE Press, August 2003, ISBN: 978-0-471-23845-4
- [2] Gómez, Antonio José Salazar. *Fundamentos de circuitos*. Bogotá: Ediciones Uniandes, 2008.
- [3] Yue Zhao, Student Member, IEEE, Letian Lin, and J. Jim Zhu, Senior Member, IEEE. «Bandwidth and phase margin of singularly perturbed multiple-time-scale Nested Loop control systems.» *IEEE*, 2016: 2460-2465.
- [4] Gonzalez-Longatt, Francisco M. «*ENTENDIENDO LA TRANSFORMACIÓN DE PARK.*» IEEE, Junio 2004.
- [5] Rohit G. Kanojiya, Student, Y.C.C.E, and P. M. Meshram, Associate professor. «Optimal Tuning of PI Controller for Speed Control of DC motor drive using Particle Swarm Optimization.» *IEEE*, 2012.
- [6] Pindado, R. «Phase Locked-Loop (PLL): Fundamento y aplicaciones.» *www.researchgate.net*. Editat per Departament d'Enginyeria Electrònica E.U.E.T.I.T. Universitat Politècnica de Catalunya. 2015.
- [7] Napoli, A. Ndokaj and A. Di. «Converter Simultaneously as Active Front End and as Active Filter.» *IEEE*, 2013: 552-556.
- [8] Chung, Se-Kyo. «*A Phase Tracking System for Three Phase Utility Interface Inverters.*» *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS* 15, núm. 3 (MAY 2000): 431-438.
- [9] Luis Serrano Iribarnegaray. «*Teoría de los fasores espaciales: introducción y aplicaciones industriales*» Marcombo, 2001. ISBN 84-267-1309-2
- [10] BOE-A-2018-2198. «*Instalaciones conectadas a la red de transporte y equipo generador: requisitos mínimos de diseño, equipamiento, funcionamiento, puesta en servicio y seguridad*» Boletín Oficial del Estado, núm. 42, de 16 de febrero de 2018, sec. III, pág. 18835 a 18875.
- [11] Guan-Chyun Hsieh, James C. Hung. «*Phase-Locked Loop Techniques – A survey*» *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, VOL. 43, núm. 6 (DEC 1996): 609-615.

- [12] L.N. Arruda, S.M. Silva, B.J.C. Filho, «*PLL structures for utility connected systems*» IEEE Ind. Applicat. Conf., vol.4, 2001, pp. 2655-2660.
- [13] L. N. Arruda, B. J. Cardoso, S. M. Silva, S. R. Silva, and A. S. A. C. Diniz, «*Wide bandwidth single and three-phase PLL structures for grid-tied PV systems*» IEEE Photovolt. Spec. Conf., 2000, pp. 1160-1163.
- [14] Christopher Korlinchak, Mihai Comanescu «*Discrete time integration of observers with continuous feedback based on Tustin's method with variable prewarping*» IEEE Xplore, 19 July 2012, E.ISBN: 978-1-84919-616-1
- [15] D. E. Rivera, M. Morari, S. Skogestad, «*Internal Model Control. 4. PID controller desing*», Ind. Eng. Chem. Des. Dev., vol. 25, pp. 252-265, 1986.

ANNEX I

Sintonització de la PLL

Segons el mètode Wiener [8], en un sistema trifàsic, el guany del controlador PI de la PLL pot donar-se com:

$$K_f(s) = K_p \left(\frac{1 + s\tau}{s\tau} \right) \quad (\text{Eq. 1.1})$$

Això vol dir que la constant K_i val

$$K_i = \frac{K_p}{\tau} \quad (\text{Eq. 1.2})$$

Partint de l'equació general de la funció de transferència de llaç tancat:

$$H(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{Eq. 1.3})$$

On:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_p \cdot E_m}{\tau}} \quad (\text{Eq. 1.4})$$

$$\xi = \frac{K_p \cdot E_m}{2 \cdot \omega_n} \quad (\text{Eq. 1.5})$$

Reescriuint les equacions anteriors s'obté que:

$$K_p = \frac{2 \cdot \xi \cdot \omega_n}{E_m} \quad (\text{Eq. 1.7})$$

$$\tau = \frac{K_p \cdot E_m}{\omega_n^2} \quad (\text{Eq. 1.6})$$

Seguint el mètode Wiener [8] es considera un amortiment $\varepsilon=0,707$, mentre que la freqüència de tall varia en funció de l'ample de banda que es vol obtenir. No obstant, l'elecció de la freqüència de tall és un compromís entre seguiment del senyal i filtració. Una alta freqüència de tall proporciona un bon seguiment del senyal dinàmic però redueix la capacitat per filtrar pertorbacions, mentre que una freqüència de tall baixa proporciona una bona capacitat de filtració però dona un pitjor seguiment del senyal. A fi de triar el millor valor per a aquesta

aplicació es realitzen tres simulacions per comparar la resposta del sistema.

Donada la tensió de pic $E_m = 325$ V aplicant les equacions (Eq. I.2), (Eq. I.7) i (Eq. I.6) s'obtenen els següents valors:

	$\omega_n = 15,7$ rad/s	$\omega_n = 157$ rad/s	$\omega_n = 314$ rad/s
τ	0,0900	0,0090	$4,503 \cdot 10^{-3}$
Kp	0,0683	0,6834	1,3668
Ki	0,7592	75,92	303,6801

Taula I.1 Valors de Kp i Ki per configurar la PLL.

A partir dels valors obtinguts en aquesta taula es realitzen les simulacions per avaluar quina sintonització dona millor resultat.

Primerament s'analitza la PLL amb una freqüència de tall de 15,7 rad/s (2,5 Hz). A la Fig. I.1 s'observa com el temps d'establiment de la freqüència és aproximadament de 0,3 s i el valor inicial és de 45 Hz mentre que l'angle es troba en fase des de l'inici.

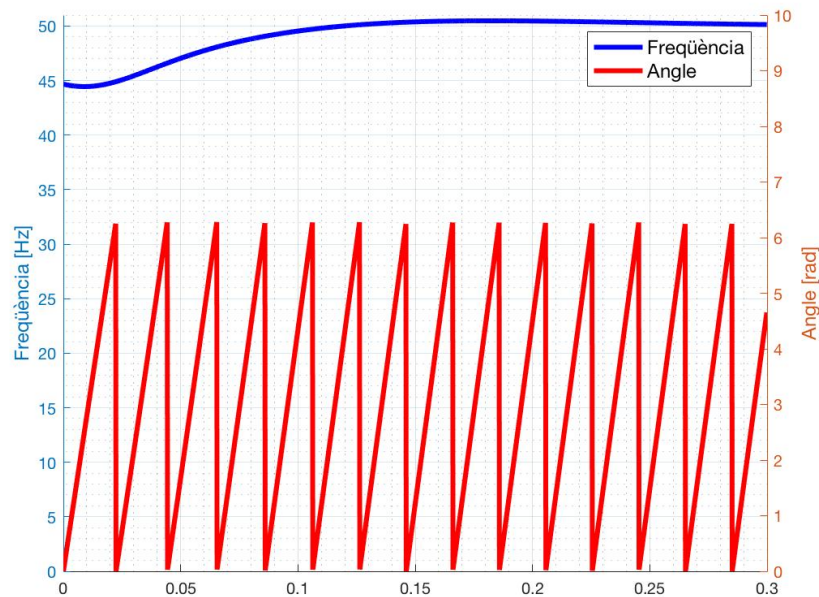


Fig. I.2 Sortides de la PLL amb freqüència de tall 2,5 Hz.

Amb una freqüència de tall de 157 rad/s (25 Hz), segons la Fig. I.2, el temps d'establiment de la freqüència és menor, però el seu valor inicial és de 5 Hz i l'angle triga aproximadament 0,05 s en sincronitzar-se.

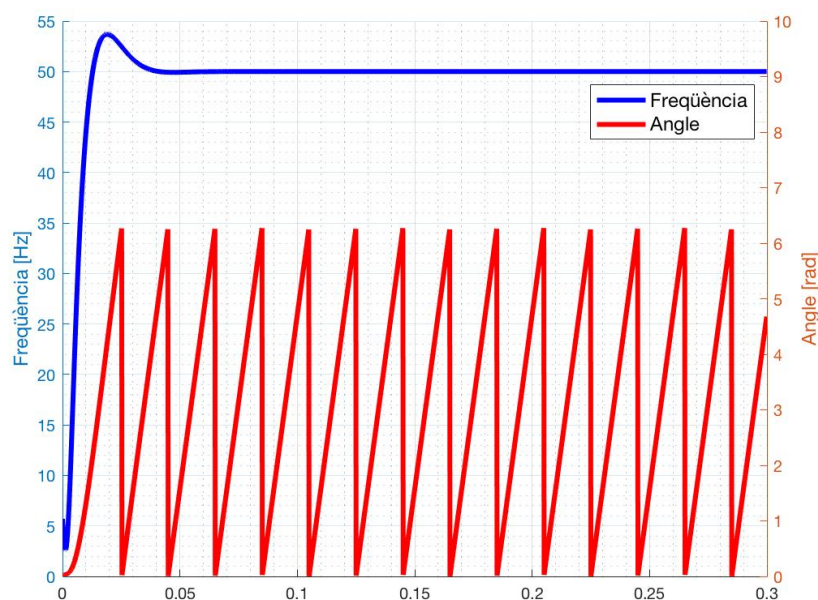


Fig. I.3 Sortides de la PLL amb freqüència de tall 25 Hz.

En augmentar la freqüència de tall fins als 314 rad/s (50 Hz) el temps d'establiment de la freqüència és molt menor però el valor inicial és de -44 Hz i l'angle de fase presenta una pertorbació inicial més pronunciada que en els casos anteriors, tal com mostra la Fig. I.3.

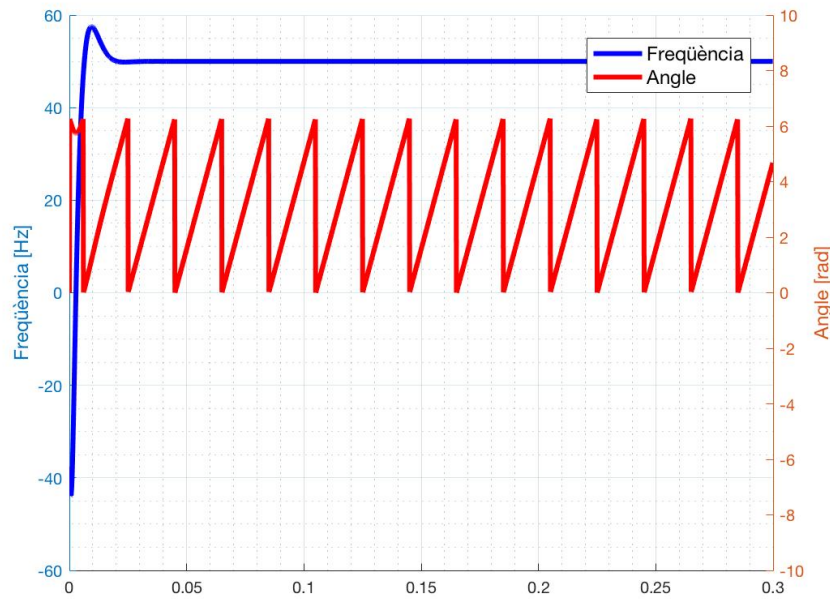


Fig. I.4 Sortides de la PLL amb freqüència de tall 50 Hz.

Una vegada analitzada la resposta de la PLL sintonitzada amb diferents valors, es procedeix a analitzar el comportament d'aquesta quan es realitza un canvi de freqüència, i com afecta a la resta del sistema. D'aquesta manera, en les següents simulacions es realitza un canvi de freqüència de 50 Hz a 60 Hz als 0,2 s i s'observa la resposta de la PLL. Es tracta d'una prova extrema, donat que en una xarxa real no hi haurà aquest tipus de canvis en la freqüència.

En la Fig. I.4, amb la freqüència de tall de 2,5 Hz, s'observa que el canvi de freqüència a 60 Hz afecta de manera significativa a la PLL i triga 0,6 s en assolir el valor final. Aquest comportament confirma els problemes de seguiment d'una senyal dinàmica quan la freqüència de tall és baixa.

Quan es realitza el mateix canvi de freqüència amb la PLL sintonitzada a 25 Hz la resposta al canvi és molt més ràpida, tal com mostra la Fig. I.5. Això coincideix amb el fet que freqüències de tall més altes permeten un millor seguiment dinàmic.

Realitzant la simulació amb la PLL sintonitzada a una freqüència de tall de 50 Hz es pot observar que els 60 Hz s'assoleixen en poc més de 0,1 s, permetent una millor adaptació del sistema a canvis sobtats de freqüència.

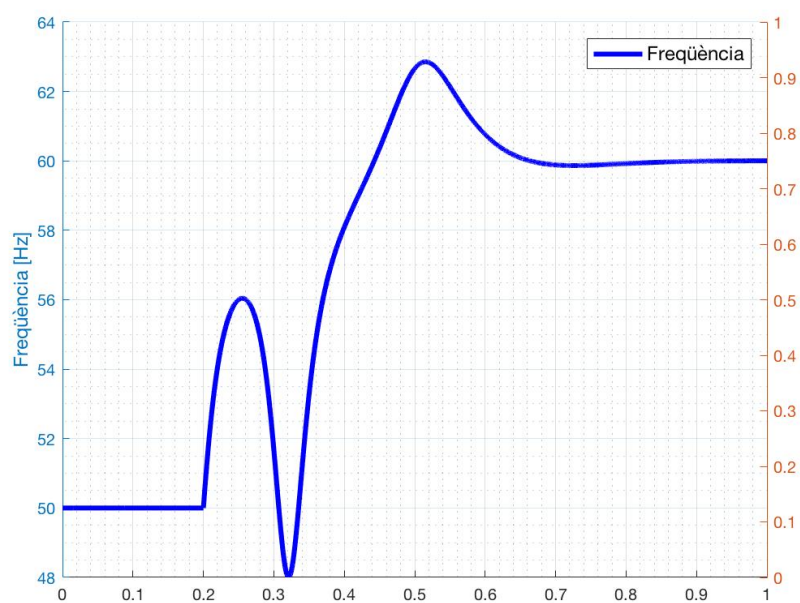


Fig. I.5 Resposta de la PLL a un canvi de freqüència. Freqüència de tall 2,5 Hz.

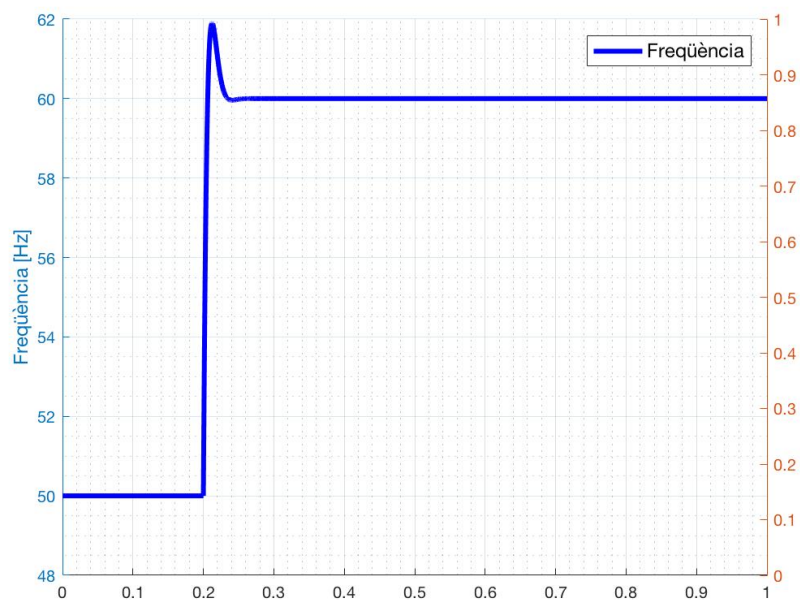


Fig. I.6 Resposta de la PLL a un canvi de freqüència. Freqüència de tall 25 Hz.

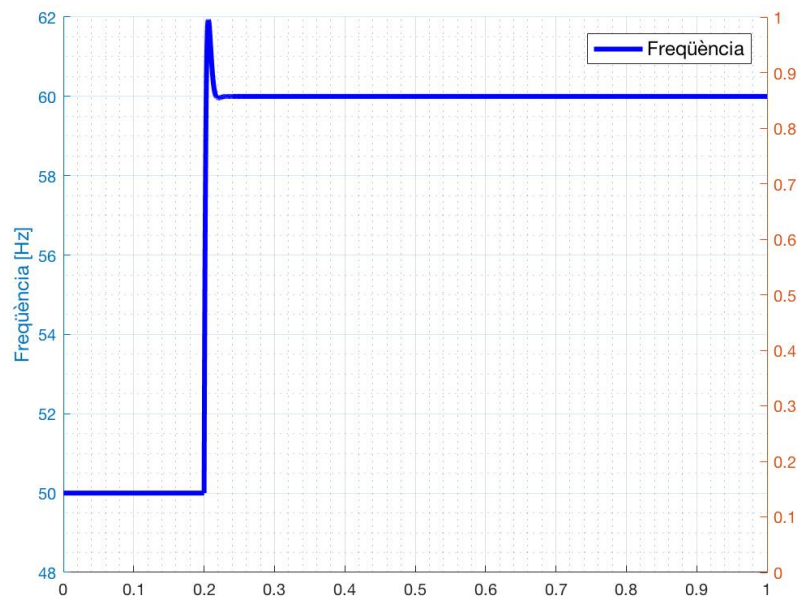


Fig. 1.7 Resposta de la PLL a un canvi de freqüència. Freqüència de tall 50 Hz.

Finalment, tot i que el sistema que millor respon als canvis de freqüència és el sintonitzat amb una freqüència de tall de 50 Hz, donat que la xarxa no presentarà canvis sobtats de freqüència i sintonitzant la PLL a 50 Hz permet un millor seguiment dels senyals continus extrets de les transformades de Clarke i Park a la vegada que proporciona la millor filtració de pertorbacions, es conclou que les millors condicions de funcionament de la PLL són les condicions donades amb una freqüència de tall de 2,5 Hz, per tant, els valors amb que finalment se sintonitza la PLL són:

Kp: 0,0683

Ki: 0,7592

ANNEX II

Transformades de Clarke i Park

L'equació que defineix el bloc sèrie RL del llaç de corrent, considerant el sentit del corrent positiu del convertidor cap a la xarxa, és la següent:

$$V_u - V_x = R \cdot I_u + L \cdot \frac{dI_u}{dt} \quad (Eq. II.1)$$

On:

V_u : Tensió del convertidor.

V_x : Tensió de la xarxa.

R i L : resistència i inductància del convertidor.

I_u : Corrent del convertidor.

Donat que l'objectiu és conèixer el corrent que passa per la inductància, s'ha de conèixer la resposta de la derivada del corrent:

$$\frac{dI_u}{dt} = -\frac{R}{L} \cdot I_u + \frac{V_u - V_x}{L} \quad (Eq. II.2)$$

Considerant un sistema trifàsic de tres fils, aquesta expressió és vàlida per a les tres fases del sistema (a, b i c), de manera que es pot expressar de forma matricial de la següent manera:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{ua} - V_{xa} \\ V_{ub} - V_{xb} \\ V_{uc} - V_{xc} \end{bmatrix} \quad (Eq. II.3)$$

L'equació obtinguda és comparable a l'equació general d'espai d'estats de teoria de control:

$$\dot{X} = AX + BU \quad (Eq. II.4)$$

Si es reescriu l'equació com:

$$\dot{\mathbf{I}} = \mathbf{A}\mathbf{I} + \mathbf{B}\mathbf{U} \quad (\text{Eq. II. 5})$$

On:

$$\dot{\mathbf{I}} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. II. 6})$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. II. 7})$$

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. II.8})$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. II.9})$$

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} V_{ua} - V_{xa} \\ V_{ub} - V_{xb} \\ V_{uc} - V_{xc} \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. II.10})$$

Una vegada definit l'espai d'estats del sistema, i amb l'objectiu de passar de la expressió en referència "abc" a referència directa i quadratura per motius de controlabilitat, es procedeix a aplicar la transformada \mathbf{P} que es defineix com la resultant d'aplicar simultàniament les transformades de Clarke i Park.

$$\mathbf{P} = \mathbf{Park} \cdot \mathbf{Clarke} \quad (\text{Eq. II.11})$$

A més, com que ambdues transformades són matrius invertibles, se suposa \mathbf{P} invertible, donant lloc a la matriu \mathbf{P}^{-1} . D'aquesta manera es pot garantir que la equació (Eq. II. 5) i la següent són iguals:

$$\frac{d}{dt}(\mathbf{P}^{-1} \cdot \mathbf{P} \cdot \mathbf{I}) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{P}^{-1} \cdot \mathbf{P} \cdot \mathbf{I} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{P}^{-1} \cdot \mathbf{P} \cdot \mathbf{U} \quad (\text{Eq. II.12})$$

Donat que \mathbf{P} és l'aplicació de **Clarke** i **Park** a la vegada, el seu producte per les matrius corrent i tensions permet passar les mateixes de referència abc a referència 0dq. Per tant, es pot definir:

$$\mathbf{P} \cdot \mathbf{I} = \mathbf{I}_p = \begin{bmatrix} I_0 \\ I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. II.13})$$

$$\mathbf{P} \cdot \mathbf{U} = \mathbf{U}_p = \begin{bmatrix} V_{u0} - V_{x0} \\ V_{ud} - V_{xd} \\ V_{uq} - V_{xq} \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. II.14})$$

Reescriuint l'equació (Eq. II.12):

$$\frac{d}{dt}(\mathbf{P}^{-1} \cdot \mathbf{I}_p) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{P}^{-1} \cdot \mathbf{I}_p + \mathbf{B} \cdot \mathbf{P}^{-1} \cdot \mathbf{U}_p \quad (\text{Eq. II.15})$$

Desenvolupant la derivada anterior per la regla de la cadena s'obté:

$$\left(\frac{d}{dt}\mathbf{P}^{-1}\right) \cdot \mathbf{I}_p + \left(\frac{d}{dt}\mathbf{I}_p\right) \cdot \mathbf{P}^{-1} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{P}^{-1} \cdot \mathbf{I}_p + \mathbf{B} \cdot \mathbf{P}^{-1} \cdot \mathbf{U}_p \quad (\text{Eq. II.16})$$

Donat que l'objectiu és conèixer la resposta de la derivada del corrent del controlador, amb l'objectiu de tornar a una expressió semblant a la d'espai d'estats (Eq. II. 5) es reescriu l'equació anterior:

$$\left(\frac{d}{dt}\mathbf{I}_p\right) \cdot \mathbf{P}^{-1} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{P}^{-1} \cdot \mathbf{I}_p + \mathbf{B} \cdot \mathbf{P}^{-1} \cdot \mathbf{U}_p - \left(\frac{d}{dt}\mathbf{P}^{-1}\right) \cdot \mathbf{I}_p \quad (\text{Eq. II.17})$$

Aïllant la derivada del corrent:

$$\frac{d}{dt}\mathbf{I}_p = \mathbf{P} \cdot \left(\mathbf{A} \cdot \mathbf{P}^{-1} \cdot \mathbf{I}_p + \mathbf{B} \cdot \mathbf{P}^{-1} \cdot \mathbf{U}_p - \left(\frac{d}{dt}\mathbf{P}^{-1}\right) \cdot \mathbf{I}_p \right) \quad (\text{Eq. II.18})$$

Reescriuint la part dreta de l'equació:

$$\frac{d}{dt}\mathbf{I}_p = \mathbf{P} \cdot \left(\mathbf{A} \cdot \mathbf{P}^{-1} \cdot \mathbf{I}_p - \left(\frac{d}{dt}\mathbf{P}^{-1}\right) \cdot \mathbf{I}_p \right) + \mathbf{P} \cdot (\mathbf{B} \cdot \mathbf{P}^{-1} \cdot \mathbf{U}_p) \quad (\text{Eq. II.19})$$

On aplicant el producte per **P**:

$$\frac{d}{dt} I_p = P \cdot A \cdot P^{-1} \cdot I_p - P \cdot \left(\frac{d}{dt} P^{-1} \right) \cdot I_p + P \cdot B \cdot P^{-1} \cdot U_p \quad (\text{Eq. II.20})$$

I eliminant les matrius inverses que s'anul·len:

$$\frac{d}{dt} I_p = \left(A - P \cdot \left(\frac{d}{dt} P^{-1} \right) \right) \cdot I_p + B \cdot U_p \quad (\text{Eq. II.21})$$

Es pot comprovar que es coneixen tots els termes de l'equació a excepció del producte $P \cdot \left(\frac{d}{dt} P^{-1} \right)$ ja que la resta de matrius han estat definides anteriorment (equacions (Eq. II. 7) (Eq. II.9) (Eq. II.11) (Eq. II.13) (Eq. II.14))

Es defineix la matriu de **Clarke** com:

$$\text{Clarke} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. II.22})$$

I es defineix la matriu de **Park** com:

$$\text{Park} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ 0 & -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. II.23})$$

De manera que el valor de **P** és:

$$P = \text{Park} \cdot \text{Clarke}$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{1}{6}\sqrt{6}\sqrt{2} & \frac{1}{6}\sqrt{6}\sqrt{2} & \frac{1}{6}\sqrt{6}\sqrt{2} \\ \frac{1}{3}\sqrt{6} \cdot \cos(\omega t) & -\frac{1}{6}\sqrt{6} \cdot \cos(\omega t) + \frac{1}{6}\sqrt{6}\sqrt{3} \cdot \sin(\omega t) & -\frac{1}{6}\sqrt{6} \cdot \cos(\omega t) - \frac{1}{6}\sqrt{6}\sqrt{3} \sin(\omega t) \\ -\frac{1}{3}\sqrt{6} \cdot \sin(\omega t) & \frac{1}{6}\sqrt{6} \cdot \sin(\omega t) + \frac{1}{6}\sqrt{6}\sqrt{3} \cdot \cos(\omega t) & \frac{1}{6}\sqrt{6} \cdot \sin(\omega t) - \frac{1}{6}\sqrt{6}\sqrt{3} \cdot \cos(\omega t) \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. II.24})$$

I en fer la derivada de la seva inversa s'obté:

$$\frac{d}{dt} \mathbf{P}^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{3}\sqrt{6} \cdot \sin(\omega t) \omega & -\frac{1}{3}\sqrt{6} \cdot \cos(\omega t) \omega \\ 0 & \frac{1}{6}\sqrt{6} \cdot \omega(\sqrt{3} \cdot \cos(\omega t) + \sin(\omega t)) & -\frac{1}{6}\sqrt{6} \cdot \omega(\sqrt{3} \cdot \sin(\omega t) - \cos(\omega t)) \\ 0 & \frac{1}{6}\sqrt{6} \cdot \omega(-\sqrt{3} \cdot \cos(\omega t) + \sin(\omega t)) & \frac{1}{6}\sqrt{6} \cdot \omega(\sqrt{3} \cdot \sin(\omega t) + \cos(\omega t)) \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. II.25})$$

Així, el resultat de la operació $\mathbf{P} \frac{d}{dt} \mathbf{P}^{-1}$ és:

$$\mathbf{P} \frac{d}{dt} \mathbf{P}^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega \\ 0 & \omega & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. II.26})$$

És en aquest punt on es pot comprovar que el fet d'aplicar les transformades de Clarke i Park generen un acoblament dels senyals. De fet, l'acoblament obtingut respon a una pertorbació sinusoïdal en espai d'estats, cosa que no és d'estranyar donat un sistema elèctric de corrent altern.

En aplicar l'equació (Eq. II.26) en l'equació (Eq. II.21) es pot reescriure el sistema com:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_0 \\ I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega \\ 0 & \omega & 0 \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} I_0 \\ I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{u0} - V_{x0} \\ V_{ud} - V_{xd} \\ V_{uq} - V_{xq} \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. II.27})$$

Resolent:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_0 \\ I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & \omega \\ 0 & -\omega & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_0 \\ I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{u0} - V_{x0} \\ V_{ud} - V_{xd} \\ V_{uq} - V_{xq} \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. II.28})$$

Finalment, gràcies a la equació (Eq. II.28) es coneix la resposta del corrent que circula per la inductància del controlador. De l'equació anterior s'observa un acoblament en el corrent.

Donat que es realitza un control sobre el corrent, la resposta obtinguda s'obté com a tensió, de manera que per poder desacoblar la pertorbació trobada es reescriu l'equació (Eq. II.28) a fi d'expressar-la en funció de la tensió de sortida del controlador:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_0 \\ I_d \\ I_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & \omega \\ 0 & -\omega & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_0 \\ I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{u0} - V_{x0} \\ V_{ud} - V_{xd} \\ V_{uq} - V_{xq} \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. II.29})$$

Traient el signe:

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{u0} - V_{x0} \\ V_{ud} - V_{xd} \\ V_{uq} - V_{xq} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_0 \\ I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{L} & -\omega \\ 0 & \omega & \frac{R}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_0 \\ I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. II.30})$$

Aïllant les tensions:

$$\begin{bmatrix} V_{u0} - V_{x0} \\ V_{ud} - V_{xd} \\ V_{uq} - V_{xq} \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_0 \\ I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & -\omega L \\ 0 & \omega L & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_0 \\ I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. II.31})$$

Resolent:

$$\begin{bmatrix} V_{u0} \\ V_{ud} \\ V_{uq} \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_0 \\ I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & -\omega L \\ 0 & \omega L & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_0 \\ I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{x0} \\ V_{xd} \\ V_{xq} \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. II.32})$$

Aplicant la transformada de Laplace:

$$\begin{bmatrix} V_{u0} \\ V_{ud} \\ V_{uq} \end{bmatrix} = Ls \begin{bmatrix} I_0 \\ I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & -\omega L \\ 0 & \omega L & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_0 \\ I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{x0} \\ V_{xd} \\ V_{xq} \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. II.33})$$

A partir de la equació (Eq. II.33), donat que el sistema tractat és un sistema de tres fils sense neutre i només es consideren les tensions directa i quadratura es pot definir la tensió del controlador com:

$$V_{ud} = LsI_d + RI_d - \omega LI_q + V_{xd} \quad (\text{Eq. II.34})$$

$$V_{uq} = LsI_q + RI_q + \omega LI_d + V_{xq} \quad (\text{Eq. II.35})$$

En cas de treballar en règim permanent el terme derivatiu és 0 de manera que les equacions anteriors queden simplificades a:

$$V_{ud} = RI_d - \omega LI_q + V_{xd} \quad (\text{Eq. II.36})$$

$$V_{uq} = RI_q + \omega LI_d + V_{xq} \quad (\text{Eq. II.37})$$

ANNEX III

Sintonització del llaç de tensió

Per tal de configurar el llaç de tensió primerament es defineix l'expressió que determina el condensador en sèrie amb una resistència. Aquesta expressió és

$$P = \frac{RCs + 1}{Cs} \quad (\text{Eq. III.1})$$

El controlador PI es defineix com

$$PI = \frac{K_p s + K_i}{s} \quad (\text{Eq. III.2})$$

D'aquesta manera, el llaç de tensió en llaç obert s'expressa

$$H = P \cdot PI = \frac{RCs + 1}{Cs} \cdot \frac{K_p s + K_i}{s} \quad (\text{Eq. III.3})$$

Trobat l'expressió del llaç tancat d'aquest sistema, suposant que el llaç de corrent que conté equival a 1

$$G = \left(\frac{H}{1 + H} \right) \quad (\text{Eq. III.4})$$

Donant lloc a

$$\frac{(CRs + 1)(K_p s + K_i)}{(K_p CR + C)s^2 + (K_i CR + K_p)s + K_i} \quad (\text{Eq. III.5})$$

D'aquí es pot extreure l'equació corresponent a un sistema de segon ordre que s'utilitza per dissenyar el controlador, on després de simplificar s'obté

$$\frac{\frac{K_i}{(K_p CR + C)}}{s^2 + \frac{K_i CR + K_p}{(K_p CR + C)}s + \frac{K_i}{(K_p CR + C)}} \quad (\text{Eq. III.6})$$

Sabent ara que la freqüència natural ve donada per l'expressió

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_i}{(K_p CR + C)}} \quad (\text{Eq. III.7})$$

Que l'esmoreïment ve donat per l'expressió

$$2 \cdot \xi \cdot \omega_n = \frac{K_i CR + K_p}{(K_p CR + C)} \quad (\text{Eq. III.8})$$

I que el temps d'assentament ($\pm 2\%$) ve donat per l'expressió

$$ts = \frac{4}{\xi \cdot \omega_n} \quad (\text{Eq. III.9})$$

Amb això es pot establir que el paràmetre K_p del controlador ve donat per l'expressió

$$K_p = -\frac{8C(-\xi^2 \cdot ts + 2CR)}{-8CR\xi^2 \cdot ts + 16C^2R^2 + \xi^2 ts^2} \quad (\text{Eq. III.10})$$

I el paràmetre K_i val

$$K_i = \frac{16C}{-8CR\xi^2 \cdot ts + 16C^2R^2 + \xi^2 ts^2} \quad (\text{Eq. III.11})$$